

ВЛИЯНИЕ УСТРОЙСТВ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ КОНВЕРСИЕЙ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА М-ОФМ СИГНАЛОВ

М.Г. Кокорич, доцент СибГУТИ

В.И. Носов, профессор СибГУТИ, д.т.н.

В настоящее время существует широко развитая сеть аналоговых магистральных и внутризоновых радиорелейных линий, которая морально устаревает с внедрением цифровых методов передачи информации. Переоснащение этих линий аппаратурой цифровых РРЛ сопряжено с рядом трудностей, прежде всего финансовых, что делает целесообразным использование аналоговых стволос существующих РРЛ для передачи цифровых потоков [1].

При организации цифровых трактов в стволах аналоговых РРЛ структура линии, как правило, не меняется, цифровые модемы устанавливаются только на узловых и оконечных станциях, а на промежуточных станциях (ПРС) осуществляется транзит по промежуточной частоте без регенерации цифрового сигнала.

Вопрос передачи цифровых сигналов с фазовой модуляцией по стволам РРЛ достаточно хорошо изучен, но применение аналоговых РРЛ без регенерации сигнала на ПРС для передачи цифровых сигналов требует учета некоторых специфических факторов. Во-первых, при переприеме сигнала на ПРС по промежуточной частоте происходит накопление мощности шумов, и в результате значительно возрастает вероятность ошибки. Во-вторых, ограничение спектра сигнала М-ОФМ в моменты смены фазы вызывает изменения его амплитуды, которые при прохождении такого сигнала через устройства с амплитудно-фазовой конверсией АФК приводят к появлению паразитной фазовой модуляции, влияющей на вероятность ошибочного приема [2, 3]. Именно анализу влияния АФК на помехоустойчивость приема М-ОФМ сигналов и посвящена данная статья.

Вывод аналитических соотношений. Рассмотрим изменение местоположения сигнальной точки на фазово-амплитудной плоскости при воздействии шумов на полезный сигнал с единичной амплитудой, так как, определив вероятность выхода сигнальной точки за пределы принятия решения, можно выяснить степень увеличения вероятности ошибки при передаче цифрового сигнала по радиостволу аналоговой РРЛ.

Напряжение флуктуационной помехи $U_{ш}$, складываясь с напряжением полезного сигнала U_c , образует суммарный сигнал U_{Σ} , который в результате приобретает паразитную амплитудную и фазовую модуляцию.

Для оценки размера области принятия правильного решения и вероятности выхода сигнальной точки за эту область воспользуемся так называемым расстоянием ошибок d , величина которого определяется позиционностью модуляции M $d = 2 \sin(\pi/M)$ [2].

Вероятность перехода сигнальной точки в область принятия решения соседней сигнальной точки, т. е. вероятность преодоления расстояния $d/2$ или угла $\alpha > \pi/M$, определяется с помощью гауссовского интеграла ошибок

$$p_{ош} = p\left(\alpha > \frac{\pi}{M}\right) = \frac{1}{\log_2 M} \operatorname{erfc}(z), \quad (1)$$

где $z = \sin \frac{\pi}{M} \sqrt{\log_2 M} \cdot \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$; $\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt$ — функция ошибок; $\operatorname{erfc}(z) = 1 - \operatorname{erf}(z)$ — дополнительная функция ошибок.

Таким образом, из (1) следует, что вероятность ошибки, или вероятность превышения угла $p(\alpha > \pi/M)$, зависит от позиционности фазовой модуляции M и суммарной мощности шумов различного происхождения $P_{ш\Sigma}$ на интервале РРЛ. При этом решение (1) для одного интервала РРЛ заключается в решении классической задачи нахождения вероятности ошибочного приема с учетом шумов различного происхождения, которые являются независимыми и имеют нормальный закон распределения $W(U_{ш\Sigma})$ с нулевым средним значением (рис. 1).

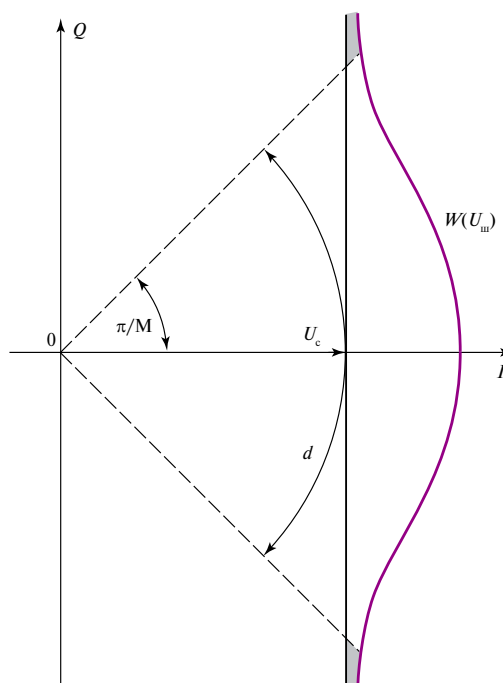


Рис. 1

Однако такая постановка задачи не позволяет определить степень ухудшения качества связи на интервале РРЛ при воздействии амплитудно-фазовой конверсии, которой обладают усилители мощности СВЧ сигнала.

Усилители мощности СВЧ сигналов имеют нелинейную амплитудную характеристику $U_{\text{вых}}(U_{\text{AM}})$, которая приводит к появлению нелинейного АМ/АМ преобразования. Помимо нелинейности амплитудной характеристики, в таких усилителях присутствует зависимость фазы выходного сигнала от амплитуды входного сигнала $\Delta\varphi_{\text{вых}}(U_{\text{AM}})$. Последняя зависимость приводит к преобразованию изменения амплитуды входного сигнала в изменение фазы выходного сигнала, которое получило название амплитудно-фазовой конверсии (АФК).

Для аналитической записи этих зависимостей воспользуемся моделью Салеха [3] (рис. 2)

$$\Delta\varphi_{\text{вых}}(U_{\text{AM}}) = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{2U_{\text{AM}}^2}{1+U_{\text{AM}}^2}, \quad (2)$$

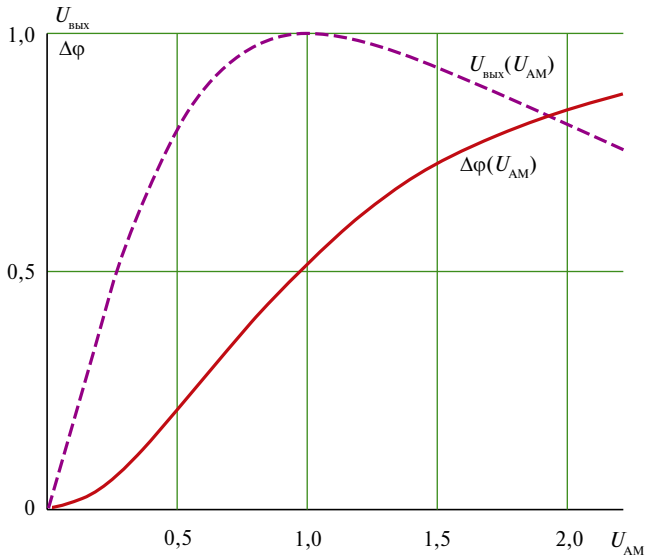


Рис. 2

$$U_{\text{вых}}(U_{\text{ам}}) = \frac{2U_{\text{ам}}}{1 + U_{\text{ам}}^2}, \quad (3)$$

где $U_{\text{ам}} = U/U_{\text{макс}}$ — нормированная амплитуда входного сигнала.

Влияние АФК заключается в появлении паразитных фазовых сдвигов в ФМ сигнале, что приводит к смещению местоположения сигнальной точки на фазоамплитудной плоскости. Причем данное явление будет тем сильнее выражено, чем глубже паразитная амплитудная модуляция.

Рассматривая взаимное расположение характеристик $U_{\text{вых}}(U_{\text{ам}})$ и $\Delta\phi(U_{\text{ам}})$ и зная, что работа выходных усилителей СВЧ аналоговых РРЛ с частотной модуляцией организуется в режиме насыщения ($U_{\text{ам}} = 1$) [4, 5], по рис. 2 можно определить, что максимальный паразитный фазовый сдвиг, вызванный АФК, не превысит величины 0,5236 рад. При переходе в линейный режим работы ($U_{\text{ам}} < 1$) влияние АФК уменьшается. В данной статье не рассматривается влияние АМ/АМ преобразования, так как паразитная амплитудная модуляция, возникающая из-за этого преобразования, устраняется амплитудным ограничителем, устанавливаемым на входе фазового детектора.

Как видно из (2), для определения воздействия АФК необходимо знать закон изменения огибающей М-ОФМ сигнала. Передача М-ОФМ сигналов по радиоканалу характеризуется тем, что при ограничении спектра сигнала на выходе модулятора в моменты смены фаз возникают провалы огибающей сигнала. Возникающую паразитную амплитудную модуляцию предлагается [6] описать известным выражением АМ сигнала

$$U_{\text{ам}}(t) = \frac{1 + m \sin \Omega_s t}{1 + m}, \quad (4)$$

где m — глубина паразитной амплитудной модуляции в М-ОФМ сигнале; $\Omega_s = 2\pi \cdot F_s$ — частота следования символов модуляции, зависящая от тактовой частоты входного цифрового сигнала и позиционности модуляции.

С помощью (4) можно, изменяя значения $m_i = 0,125; 0,25; 0,5; 1,0$, определить уменьшение амплитуды сигнала для каждого из возможных скачков фазы в М-ОФМ сигнале $\Delta\phi_j = 45^\circ; 90^\circ; 135^\circ; 180^\circ$. Например, при скачке фазы на 180° ($m = 1$) наблюдается уменьшение амплитуды сигнала до нуля ($U_{\text{ам}} = 0$).

Наличие паразитного фазового сдвига $\Delta\phi_{\text{АФК}}$, обусловленного АФК, приводит к изменению местоположения сигнальной точки на фазоамплитудной плоскости (рис. 3) и, следовательно, к увеличению вероятности ошибочного приема.

Используя (2) и (4), можно определить изменение фазы сигнала $\Delta\phi_{\text{АФК}}$ при различных скачках фазы М-ОФМ сигнала и, соответственно, при разной глубине паразитной АМ (рис. 4)

$$\Delta\phi_{\text{АФК}}(t) = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{2 \left(\frac{1 + m \sin \Omega_s t}{1 + m} \right)^2}{1 + \left(\frac{1 + m \sin \Omega_s t}{1 + m} \right)^2}. \quad (5)$$

Таким образом, местоположение сигнальной точки определяется смещением за счет АФК $\Delta\phi_{\text{АФК}}$, причем на это детерминированное смещение накладывается случайная шумовая составляющая с нормальным законом распределения (рис. 3).

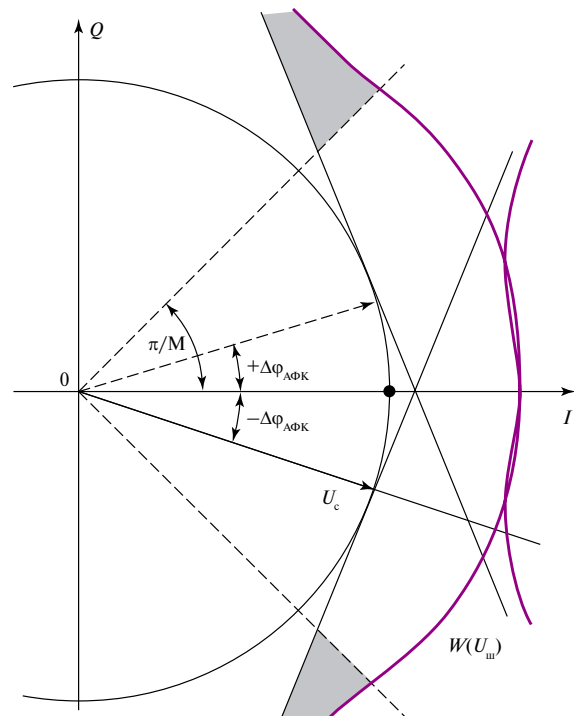


Рис. 3

Для определения плотности вероятности $W(\Delta\phi_{\text{АФК}})$ воспользуемся описанием функции $\Delta\phi_{\text{АФК}}(t)$ (5) на интервале одного символа модуляции при известном для этого символа скачке фазы. Как видно из (5) и рис. 4, распределение $\Delta\phi_{\text{АФК}}(t)$ на рассматриваемом интервале нелинейно, причем вероятность появления различных значений сдвига фазы неодинакова. Определим плотность вероятности $W(\Delta\phi_{\text{АФК}})$ как распределение дискретной случайной величины [7], предполагая при этом, что ФАПЧ фазового детектора демодулятора будет отслеживать постоянный фазовый сдвиг. На рис. 5 представлена полученная плотность вероятности $W(\Delta\phi_{\text{АФК}})$ для фазового скачка 45° .

Детерминированное изменение расположения сигнальной точки за счет АФК (рис. 3) приведет к заведомому уменьшению расстояния ошибок d , которое для М-позиционной модуляции составит

$$\frac{d}{2} = \sin \left\{ \frac{\pi}{M} - \Delta\phi_{\text{АФК}} \right\}. \quad (6)$$

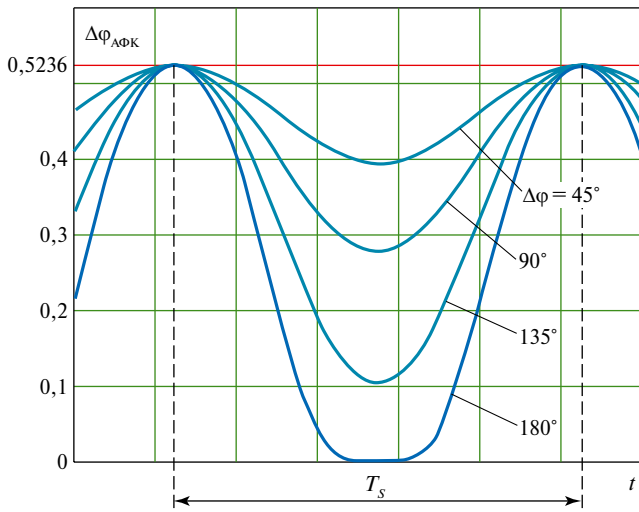


Рис. 4

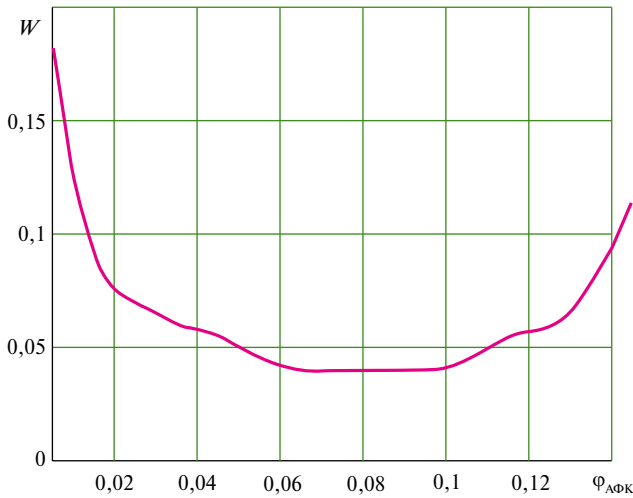


Рис. 5

Так как $\Delta\varphi_{\text{АФК}}$ имеет неравномерную плотность распределения (рис. 5), то при рассмотрении каждого дискретного значения $\Delta\varphi_{\text{АФК}}$ необходимо учесть вероятность появления такого значения паразитного сдвига фазы. Функцию $W(\Delta\varphi_{\text{АФК}})$ можно с достаточной степенью точности аппроксимировать полиномом вида:

$$W(\Delta\varphi_{\text{АФК}}) = a_1(\Delta\varphi_{\text{АФК}} - a_2)^6 + a_3. \quad (7)$$

Например, для скачка фазы в М-ОФМ сигнале, равного 180° , значения коэффициентов $a_1 = 900$; $a_2 = 0,26$; $a_3 = 0,04$.

Для определения результирующей вероятности ошибки при приеме реального М-ОФМ сигнала с учетом действия АФК необходимо учесть все возможные варианты смены фаз и вероятность появления каждого такого события. Скремблирование, применяемое при передаче цифровых сигналов, выравнивает вероятность появления нулей и единиц в информационном сигнале $p(0) \approx p(1) \approx 0,5$. Это, в свою очередь, делает равновероятным появление различных значений скачков фаз в М-ОФМ сигнале $p(\Delta\varphi_j)$.

Таким образом, для определения вероятности ошибочного приема М-ОФМ сигналов с учетом АФК необходимо учесть воздействие:

- различных составляющих шумов $P_{\text{ш}\Sigma}$ интервала РРЛ, которые подчиняются нормальному закону распределения;

- паразитных фазовых сдвигов $\Delta\varphi_{\text{АФК}i}$, плотность распределения которых определяется по (7);
- вероятность появления конкретной величины фазового сдвига при фазовой модуляции $p(\Delta\varphi_j)$.

Окончательно обобщая, можно определить вероятность ошибочного приема сигналов М-ОФМ, прошедших тракт РРЛ с нелинейной характеристикой АМ/ФМ преобразования

$$P_{\text{ош М-ФМ}} \left(\alpha > \frac{\pi}{M} - \Delta\varphi_{\text{АФК}i} \right) = \int_{i=\Delta\varphi_{\text{АФК} \text{ мин}}}^{\Delta\varphi_{\text{АФК} \text{ макс}}} W(\Delta\varphi_{\text{АФК}i}) \frac{1}{\log_2 M} \operatorname{erfc}(z_i) d\Delta\varphi_{\text{АФК}i} \times \sum_{j=0}^{M+1} p(\Delta\varphi_j), \quad (8)$$

где $z_i = \sin \left(\frac{\pi}{M} - \Delta\varphi_{\text{АФК}i} \right) \sqrt{\log_2 M} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$.

Результаты расчетов вероятности ошибки с учетом воздействия АФК по (8) для сигналов с 4-ОФМ, 4-ОФМС (со сдвигом), 8-ОФМ представлены на рис. 6, где сплошными линиями приведены зависимости без учета воздействия АФК. Кривые построены в зависимости от $P_c/P_{\text{ш}}$ с учетом соотношения [2] $P_c/P_{\text{ш}} = \sqrt{\log_2 M} (E_b/N_0)$.

Используя полученные зависимости, можно определить эквивалентный проигрыш в отношении сигнал/шум $\Delta(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{инт}}$ из-за влияния АФК на интервале как разность между кривыми вероятности ошибки для заданного вида модуляции без учета и с учетом действия АФК. Так, из рис. 6 следует, что из-за действия АФК отношение сигнал/шум на интервале РРЛ ухудшается на 7,9 дБ в случае 4-ОФМ и на 6,48 дБ в случае 4-ОФМС (со сдвигом).

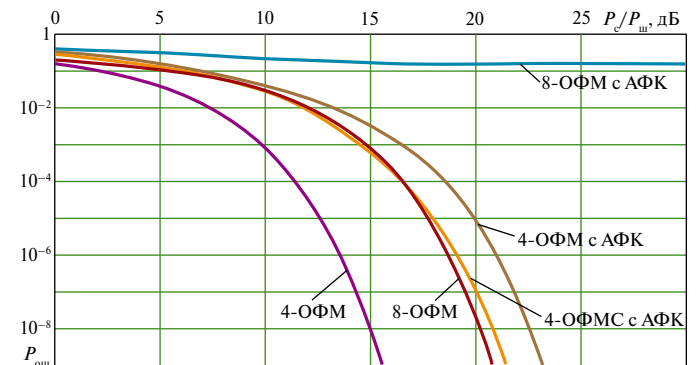


Рис. 6

Таким образом, зная эквивалентное ухудшение качества связи на каждом интервале, можно определить максимальное количество переприемов сигнала без регенерации (или число интервалов РРЛ), при котором будет обеспечиваться связь с заданной вероятностью ошибки

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых. с АФК}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых. без АФК}} - \sum_{i=1}^N \Delta \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{инт}i}, \quad (9)$$

где $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых. с АФК}}$; $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых. без АФК}}$ — результирующее отношение сигнал/шум на выходе участка РРЛ из N интервалов с учетом и без учета действия АФК; $\Delta(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{инт}i}$ — ухудшение результирующего отношения сигнал/шум из-за действия АФК.

Причем необходимо, чтобы $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых. с АФК}}$ не было меньше допустимого $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{доп}}$, при котором обеспечивается требуе-

мая вероятность ошибки 10^{-3} для заданного вида модуляции. Зная конкретную структуру РРЛ — число интервалов на участке резервирования и количество участков резервирования, можно определить вероятность ошибочного приема сигнала с учетом действия АФК в конце РРЛ, а следовательно, и возможную дальность связи с учетом того, что регенерация цифрового сигнала производится только на узловых станциях.

Выводы.

1. Разработанная методика позволяет определить вероятность ошибки для М-ОФМ сигналов с учетом действия АФК.

2. При передаче цифровых сигналов в стволах аналоговых РРЛ с вероятностью ошибки не более 10^{-3} использование 4-ОФМ требует обеспечения на выходе РРЛ отношения сигнал/шум не менее 16,6 дБ; 4-ОФМС позволяет снизить эту величину до 14,4 дБ; 8-ОФМ не обеспечивает заданного качества.

3. Полученные результаты позволяют определить возможную дальность передачи цифровых сигналов в стволах аналоговых РРЛ с учетом действия АФК.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Минкин В.М.** Концептуальные и теоретические основы цифровизации национальной транспортной радиорелейной сети связи: Дис. д-ра техн. наук в форме науч. докл. : 05.12.13 М., 2000. — 138с.
2. **Носов В.И.** Радиорелейные линии синхронной цифровой иерархии, Новосибирск, 2003. — 159 с.
3. **Guigno L., Luise M.** Adaptive Pre- and Post-compensation of Non-linear Distortions for High-Level Data Modulations // IEEE Trans. Wireless Communications. — September 2004. — С. 18.
4. **Носов В.И., Кокорич М.Г.** Влияние параметров высокочастотного тракта аналоговой радиорелейной линии на качество передачи фазоманипулированного сигнала / Международный научно-технический семинар «Перспективы развития современных средств и систем телекоммуникаций». — Иркутск, 2006. — С. 106—114.
5. Справочник по радиорелейной связи / Под ред. **С.В. Бородин**, — М.: Радио и связь, 1981. — 416 с.
6. **Зюко А.Г., Кловский Д.Д.** Теория передачи сигналов: Учебник для ВУЗов. — М.: Радио и связь, 1986. — 304 с.
7. **Левин Б.Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1989. — 653 с.

Получено 28.09.07