

Максимизация помехоустойчивости приёма цифровых СИГНАЛОВ

А.А. Волков¹, В.А. Кузюков¹, М.С. Морозов²

¹Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Российский университет транспорта», г. Москва, super-1990@yandex.ru

²АО «Метрогипротранс», г. Москва, morozovm@metrogiptotrans.com

Аннотация — Предлагается способ реализации абсолютной фазовой манипуляции (ФМн) на 180°, обеспечивающей максимально возможную помехоустойчивость радиосвязи, превышающую помехоустойчивость относительной ФМн, которая вместо неё используется на практике. Предлагается так же новый способ формирования сигнала с дельта-модуляцией (ДМ), который целесообразно использовать в качестве манипулирующего для абсолютной ФМн на 180°.

Ключевые слова — помехоустойчивость абсолютна ФМн на 180°, когерентный детектор, обратная работа, опорное колебание, дельта-модуляция (ДМ), полосовой фазовращатель на 90°, знаки отсчётов.

I. ВВЕДЕНИЕ

Как известно [1], максимально возможную помехоустойчивость радиосвязи обеспечивает дискретная абсолютная фазовая модуляция (фазовая манипуляция ФМн) на 180°, но она до сих пор, начиная с 1933 г., на практике не используется из-за обратной работы когерентного детектора её сигнала. Вместо неё используется относительная фазовая манипуляция (ОФМн), которая уступает ей в помехоустойчивости [1]. Модулирующим сигналом для этих манипуляций является дискретный (цифровой) сигнал. Разновидностью цифрового сигнала (ЦС) является сигнал с дельта-модуляцией (ДМ) [1], при которой дискретизация аналогового сигнала осуществляется с частотой не 8, а 100кГц, и передаётся только знак приращения данного отсчёта по отношению к предыдущему отсчёту этого сигнала.

На приёмной стороне эти знаки интегрируются в ступенчатую кривую, которая в нормальных условиях изменяется вокруг реальной плавной кривой как вокруг среднего, которая с помощью фильтра превращается в ту же плавную кривую. Простота реализации ДМ – это её достоинство, а недостатком её является перегрузка по крутизне, когда ступенчатая кривая расходится с плавной кривой опережая или отставая. От этого увеличиваются шумы квантования на приёмной стороне. Этот недостаток частично устраняется с помощью следящей системы [1], но не до конца. Поэтому надо найти способ устранения обратной работы когерентного детектора сигналов с абсолютной

ФМн на 180° и способ устранения перегрузки по крутизне в ДМ.

II. ПЕРВОПРИЧИНА ОБРАТНОЙ РАБОТЫ КОГЕРЕНТНОГО ДЕТЕКТОРА СИГНАЛОВ С АБСОЛЮТНОЙ ФМН НА 180°

Во всех перечисленных выше КД опорное колебание формируется из входного сигнала с абсолютной ФМн на 180°. Для этого, например, в детекторе Писталькорса входной сигнал возводится в квадрат, отчего в нем устраняется ФМн на 180° и создается вторая гармоника колебаний несущей частоты. Для количественного подтверждения этого предлагается входной сигнал с абсолютной ФМн на 180° представить в виде:

$$u_{\text{фм}}(t) = U_m \cos[\omega t + 90^\circ(\gamma(t) + 1)],$$

где $\gamma(t) = \pm 1$ – закон изменения ФМн на 180°. Тогда

$$\begin{aligned} u_{\text{фм}}^2(t) &= U_m^2 \cos^2\{\omega t + 90^\circ(\gamma(t) + 1)\} = \\ &= U_m^2 (1 + \cos 2\omega t) / 2 = 0,5 U_m^2 \cos 2\omega t + 0,5 U_m^2, \end{aligned}$$

где постоянная составляющая $0,5 U_m^2$ устраняется обычным конденсатором. Далее вторая гармоника (первое слагаемое) выделяется узкополосным фильтром, делится по частоте в 2 раза и полученная первая гармоника (опорное колебание) выделяется тоже узкополосным фильтром. Такая фильтрация практически полностью исключает помехи в опорном канале.

Как показано выше, входной сигнал возводится сначала в квадрат, а затем в эквиваленте из него извлекается корень квадратный для получения опорного колебания. Квадратный корень имеет два равновероятных знака $\pm (\pm \sqrt{u_{\text{фм}}^2(t)})$. Это значит, что опорное колебание может тоже иметь знак + или – с равной вероятностью. В этом случае источником скачков фазы на 180° опорного колебания могут быть не только помехи, но и другие процессы в приемнике. Таким образом, если получать опорное колебание из входного сигнала с абсолютной ФМн на 180°, то обратная работа неустранима в принципе. Это подтверждают и другие вышеуказанные КД. Поэтому стали искать выход из этого положения.

III. ПРЕДЛОЖЕННЫЙ СПОСОБ УСТРАНЕНИЯ ОБРАТНОЙ РАБОТА КОГЕРЕНТНОГО ДЕТЕКТОРА СИГНАЛОВ С АБСОЛЮТНОЙ ФМН НА 180°

Известно, что когерентный способ детектирования, применяемый в указанных выше КД, исключает квадратурную составляющую помехи, отчего мощность помех уменьшается в среднем в 2 раза. Но эту мощность можно снизить и другим способом, например, путем их фильтрации, как в детекторе Писталькорса. Там опорное колебание хоть и без помех, но со случайными скачками фазы на 180°, приводящими к обратной работе детектора.

При случайных скачках фазы опорного колебания на 180° импульсы на выходе КД получаются обратными, т.е. со сдвигом фазы на 180°. Если перемножить эти инвертированные знакопеременные протектированные импульсы с опорным гармоническим колебанием со скачками фазы на 180°, получим исходный, неискаженный сигнал с ФМн на 180° и без помех. А если предварительно регенерировать протектированный сигнал, т.е. восстановить его прямоугольную форму, то будем иметь идеальный сигнал с абсолютной ФМн на 180° и без помех, как на передающей стороне:

$$u_n(t) = u_p(t)u_o(t) = u_{\text{фм}}(t) = U_m \cos[\omega t + 90^\circ(\gamma(t) + 1)] .$$

Такой сигнал можно детектировать и некогерентным детектором, отчего помехоустойчивость приема не уменьшится. Для этого можно использовать стандартный частотный демодулятор (СЧД) с интегратором по времени на его выходе. Если входной контур СЧД настроен на несущую частоту ω сигнала $u_c(t) = \cos(\omega t + \varphi(x))$, то на его выходе будет колебание, пропорциональное производной фазы по времени:

$$u_{\text{счд}}(t) = K \frac{d\varphi(t)}{dt} ,$$

где K – коэффициент пропорциональности. Это значит, что передаваемые импульсы цифрового сигнала (ЦС) на выходе СЧД будут представлены только их фронтом (+1) и срезом (-1), по которым триггер восстанавливает исходный цифровой сигнал прямоугольной формы, как показано на рис. 1.

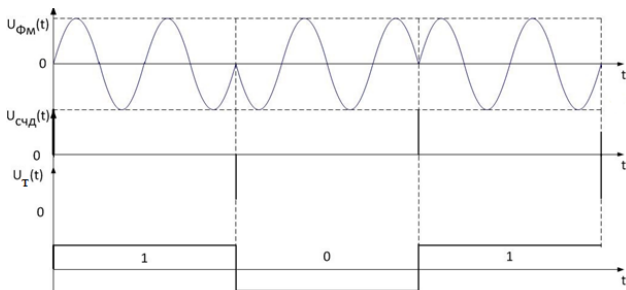


Рис. 1. Временные диаграммы сигналов на выходе СЧД

На рис. 2 представлена структурная схема такого детектора, состоящая из: КД – когерентного детектора; ФОК – формирователя опорного колебания – схема

Писталькорса; Р – регенератора импульсов; П – перемножителя сигналов (сигнал с ФМн на 180° и опорного колебания); СЧД – стандартного частотного демодулятора и Т – триггера.

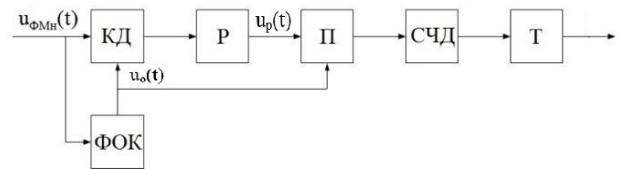


Рис. 2. Структурная схема детектора

Разработанная схема КД-сигналов с абсолютной ФМн на 180° обеспечивает максимально возможную помехоустойчивость и исключает в принципе его обратную работу.

В отличие от ОФМн в разработанном детекторе дополнительные элементы находятся только на приемной стороне и не требуют отсчетной посылки перед началом сеанса связи и перекодировки протектированного сигнала.

IV. КОГЕРЕНТНЫЙ ДЕТЕКТОР ЧМ СИГНАЛОВ ДАННОГО СПОСОБА ВМЕСТО ЧМ ДЕТЕКТОРА ПО ОГИБАЮЩЕЙ

Такой детектор, авторская новизна которого подтверждает патент РФ на изобретение [4], устраняет квадратурную составляющую помехи не только у ЧМ сигнала, но и у сигнала с абсолютной ФМн на 180°.

Его схема представлена на рис. 3 и состоит из кольцевого диодного балансного перемножителя сигналов VD, двух параллельных резонансных колебательных контуров, расстроенных симметрично и противоположно относительно промежуточной частоты $\omega_{\text{пр}}$, подключенных последовательно к входу перемножителя и связанных двух параллельных RC-цепочек. Резонансные характеристики входных контуров представлены на рис. 4. Работа схемы происходит следующим образом, с учётом того, что круговая частота $\omega(t)$ и фаза $\varphi(t)$ сигнала связаны соотношением: $\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}$.

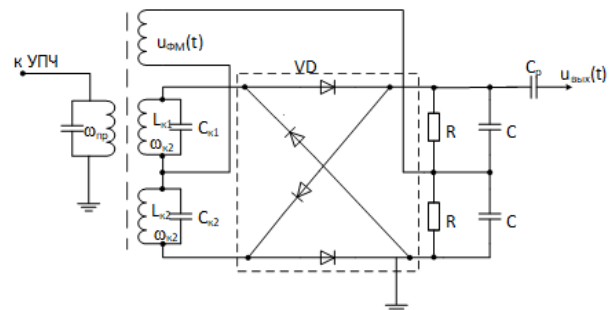


Рис. 3. Когерентный детектор ЧМ сигналов

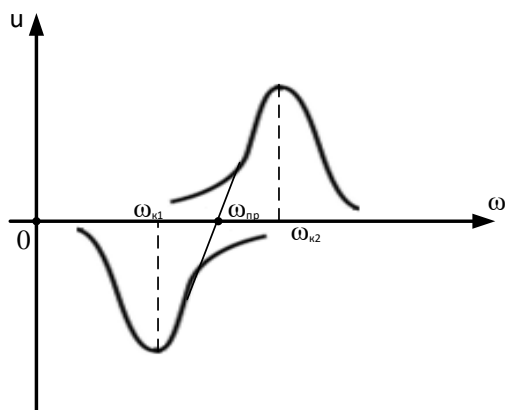


Рис. 4. Резонансные характеристики входных контуров

Входной сигнал с абсолютной ФМн на 180°

$$\begin{aligned}
 u_{\text{ФМн}}(t) &= U_m^2 \left[1 + \frac{d}{dt}(k\gamma(t)) \right] \cdot \cos^2 \left[\omega_{\text{оп}} t + (\gamma(t) - 1) \frac{\pi}{2} \right] = \\
 &= U_m^2 \left[1 + \frac{d}{dt}(k\gamma(t)) \right] \cdot \frac{1 + \cos 2 \left[\omega_{\text{оп}} t + (\gamma(t) - 1) \frac{\pi}{2} \right]}{2} = \\
 &= 0,5 U_m^2 \left[1 + \frac{d}{dt}(k\gamma(t)) \right] + 0,5 U_m^2 \left[1 + \frac{d}{dt}(k\gamma(t)) \right] \cos 2\omega_{\text{оп}} t = \\
 &= 0,5 U_m^2 \frac{d}{dt}(k\gamma(t)) + U_m^2 + B.Ч.
 \end{aligned}$$

ФНЧ (RC-цепочки) отфильтровывает высокочастотную (ВЧ) составляющую, а разделительный конденсатор C_p устраняет постоянную составляющую U_m^2 и на входе RC-цепочки остаётся только первая производная от манипулирующего сигнала прямоугольной формы, т.е. его срез и фронт. По ним триггер восстанавливает переданный манипулирующий сигнал прямоугольной формы.

Оценим выигрыш в помехоустойчивости когерентного детектора ЧМ сигналов перед таким же детектором, но не когерентным, а по огибающей. Напомним, что ЧМ сигнал в расстроенных входных контурах детектора преобразуется в АМ сигнал с ЧМ несущей.

Для когерентного детектора [9]:

$$q_{\text{к вых}} = 2q_{\text{вх}},$$

где $q_{\text{вх}} = \frac{U_m^2}{2\sigma_n^2}$ – отношение мощности сигнала к мощности помех на входе детектора, а $q_{\text{к вых}}$ аналогично на выходе.

Для детектора по огибающей [9]:

$$q_{0 \text{ вых}} = \frac{q_{\text{вх}}^2}{1 + 2q_{\text{вх}}}$$

и поэтому их отношение

$$\varepsilon = \frac{q_{\text{к вых}}}{q_{0 \text{ вых}}} = \frac{2q_{\text{вх}}(1 + 2q_{\text{вх}})}{q_{\text{вх}}^2} = \frac{2}{q_{\text{вх}}} + 4.$$

График зависимости $\varepsilon = f(q_{\text{вх}})$ представлен на рис. 5.

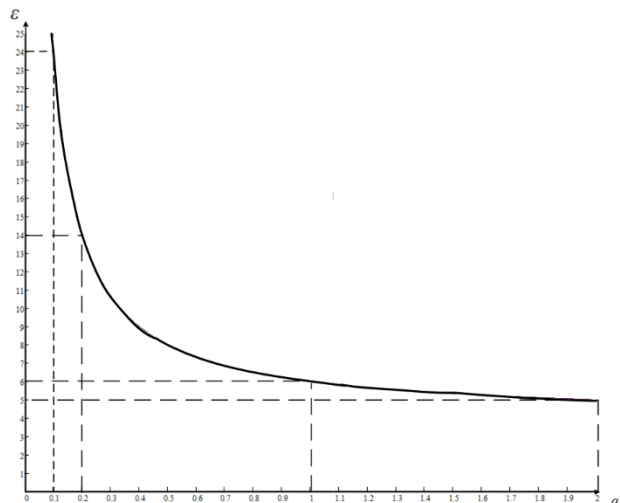


Рис. 5. График зависимости $\varepsilon = f(q_{\text{вх}})$

Из него следует, что чем меньше $q_{\text{вх}}$, т.е. чем больше уровень помех, тем больше выигрыш когерентного детектора по сравнению с детектором по огибающей. Этот выигрыш не может быть меньше четырёх при малом уровне помех.

Поэтому можно предложить в качестве основного детектора сигналов с абсолютной ФМн на 180° использовать когерентный детектор ЧМ сигналов с триггером на его выходе. Такой детектор ранее предлагался, что отмечено в [2], но там использовался ЧМ детектор по огибающей, поэтому он не нашёл применения на практике.

V. НОВЫЙ ВАРИАНТ ДЕЛЬТА-МОДУЛЯТОРА – РАЗНОВИДНОСТИ ЦИФРОВОГО МОДУЛИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Известно, что приращение (дельта Δ) функции $u(t)$ равно её дифференциалу при указанной частоте дискретизации, т.е. $\Delta u(t) = \frac{du(t)}{dt} \Delta t$. Это значит, что

знак приращения данного отсчёта по отношению к предыдущему определяется производной функцией по времени, что ещё больше упрощает формирование знака отсчёта. Но не всякую случайную функцию можно дифференцировать по времени. Для этого её функция корреляции $B(\tau)$ должна иметь вторую производную по τ в точке $\tau = 0$ конечную [7], чему не соответствует речевой сигнал [7, 8]. Но производная функция по времени всегда сопровождается сдвигом по фазе на 90° , например,

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} u(t) &= \frac{d}{dt} (U_m \sin \Omega t) = \\
 &= \Omega U_m \cos \Omega t = \Omega U_m \sin(\Omega t - 90^\circ)
 \end{aligned}$$

На рис. 6 представлена функция $u(t)$ и её производная $\dot{u}(t)$. Видно, что сигналы, соответствующие $\frac{du}{dt}$, совпадают по знаку с сигналом, сдвинутым по фазе на 90° $\dot{u}(t)$. Значит, можно производную по времени заменить фазовым сдвигом функции на 90° [5] и дискретизировать её по времени для получения знака отсчётов. Фазовый сдвиг на 90° не имеет ограничений. Неравномерные уровни отсчётов можно уравнивать путём их усиления-ограничения.

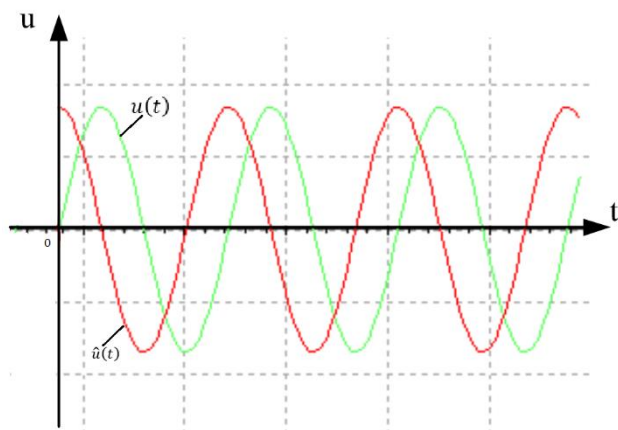


Рис. 6. Функция $u(t)$ и её производная $\dot{u}(t)$

В этом случае формирование таких отсчётов исключает перегрузку по крутизне в ДМ. На основании этого и предложен способ получения сигнала с ДМ. Новизна способа подтверждена патентом РФ на изобретение [2].

На рис. 7 представлена структурная схема передатчика с абсолютной ФМн на 180° и новый формирователь модулирующего сигнала с ДМ, обведённый пунктирной линией.

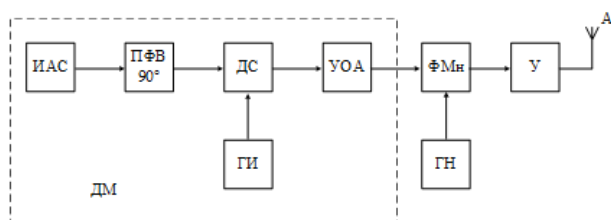


Рис. 7. Структурная схема передатчика с абсолютной ФМн на 180° и новый формирователь модулирующего сигнала с ДМ

На рис. 7 обозначено: ИАС – источник аналогового сигнала; ПФВ – полосовой фазовращатель на 90° ; ДС –

дискретизатор по времени; ГИ – генератор импульсов; УОА – усилитель-ограничитель амплитуды отсчётов; ФМн – фазовый манипулятор на 180° ; ГН – генератор колебания несущей частоты; У – усилитель; А – антенна.

Работа схемы ДМ, обведённой пунктирной линией, не требует пояснений, а вот предложенная схема когерентного детектора сигналов с абсолютной ФМн на 180° без обратной работы этого требует.

VI. Выводы

1. Предложен новый вариант дельта-модулятора, свободный от недостатков. Новизна подтверждена патентом РФ на изобретение [3].

2. Для реализации абсолютной ФМн на 180° , максимизирующую помехоустойчивость радиосвязи, предложено устранять обратную работу когерентного детектора сигналов этой модуляции путём использования дополнительной последетекторной обработки сигналов с помощью перемножителя.

3. Предлагается в качестве основного детектора сигналов с абсолютной ФМн на 180° без обратной работы использовать разработанный авторами когерентный детектор ЧМ сигналов с триггером на его выходе вместо такого же детектора [2], где частотное детектирование осуществляется не когерентно, а по огибающей. Только когерентное детектирование устраняет квадратурную составляющую помехи.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. М.: Радио и связь, 1986. С. 254-256.
- [2] Петрович Н.Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. М.: Сов. радио, 1965.
- [3] Патент РФ на изобретение № 2625394. Дельта-модулятор / А.А. Волков. Приоритет от 13.07.2017.
- [4] Патент РФ на ПМ №163281. Детектор сигналов с абсолютной фазовой манипуляции на 180° / А.А. Волков, М.С. Морозов. Приоритет от 18.04.2016.
- [5] Патент РФ на изобретение № 2577203. Частотный детектор на расстроенных контурах / А.А. Волков, В.А. Кузюков. Приоритет от 10.10.2014.
- [6] Клягин, Л.Е. Широкополосные фазовращатели. М.: Связь, 1973.
- [7] Заездный А.М. Основы расчетов по статистической радиотехнике. М.: Связь, 1986. 447 с.
- [8] Величко А.И. Теория дискретной передачи непрерывных сообщений. М.: Сов. радио, 1970. 296 с.
- [9] Зюко А.Г., Коробов Ю.Ф. Теория передачи сигналов. М.: Радио и Связь, 1972. 360 с.
- [10] Стил Р. Принципы дельта-модуляции / перевод с англ. М.Д. Венедиктова под ред. В.В. Маркова. М.: Связь, 1979.

Maximizing Noise Immunity for Digital Reception

A.A. Volkov¹, V.A. Kuzyukov¹, M.S. Morozov²

¹Russian university of transport (MIIT), Moscow

²Metrogiprotrans, Moscow, morozovm@metrogiprotrans.com

Abstract — A method is proposed for implementing absolute phase shift (PSK) by 180° , which provides the maximum possible noise immunity of radio communications, exceeding the noise immunity of relative PSK, which is used in practice instead. A new method for generating a signal with delta modulation (DM) is also proposed, which is advisable to use as a manipulator for absolute PSK by 180° .

Keywords — noise immunity, coherent detector, reverse operation, reference oscillation, delta modulation (DM), 90° band phase shifter, reference marks.

REFERENCES

- [1] Zyuko A.G., Klovsy D.D., Nazarov M.V., Fink L.M. Theory of signal transmission. M.: Radio and communications, 1986. P. 254-256 (in Russian).
- [2] Petrovich N.T. Discrete information transmission in channels with phase shift keying. M.: Sov.radio, 1965. (In Russian).
- [3] RF patent for the invention No. 2625394. Delta modulator / A.A. Volkov. Priority from 07/13/2017. (In Russian).
- [4] RF patent for PM No. 163281. A signal detector with absolute phase shift at 180° / A.A. Volkov, M.S. Morozov. Priority 04/18/2016. (In Russian).
- [5] RF patent for the invention No. 2577203. Frequency detector on detuned circuits / A.A. Volkov, V.A. Kuzyukov. Priority 10/10/2014. (In Russian).
- [6] Klyagin, L.E. Broadband phase shifters. - M.: Communication, 1973. (In Russian).
- [7] Zayezdny A.M. Fundamentals of calculations in statistical radio engineering. M.: Communication, 1986. 447 p. (In Russian).
- [8] Velichko A.I. The theory of discrete transmission of continuous messages. M.: Sov.radio, 1970. 296 p. (In Russian).
- [9] Zyuko A.G., Korobov Yu.F. The theory of signal transmission. M.: Radio and Communication, 1972. 360 p. (In Russian).
- [10] R. Steele. Principles of Delta Modulation / Translation from English. M.D. Venediktov ed. V.V. Markova. M.: Communication, 1979. (In Russian).