

DOI 10.24412/2221-2574-2022-2-60-68

УДК 621.396.67

МОДИФИКАЦИЯ СХЕМЫ КОСТАСА ДЛЯ АВТОПОДСТРОЙКИ ФАЗЫ В СИСТЕМАХ С ПОДАВЛЕННОЙ НЕСУЩЕЙ

Полушин Петр Алексеевич

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехники и радиосистем ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

E-mail: polushin.p@mail.ru

Никитин Олег Рафаилович

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и радиосистем ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

E-mail: olnikitin@mail.ru

Адрес: 600000, Российская Федерация, г. Владимир, ул. Горького, д. 87.

Аннотация: Системы, использующие фазовую модуляцию, широко используются при передаче цифровых сигналов. Для демодуляции принятых цифровых сигналов обычно применяется корреляционная обработка, заключающаяся в перемножении принятого сигнала на напряжение опорного генератора и интегрирование результатов перемножения на длительности символа. Проблемой является подстройка фазы генератора в приёмнике, используемого для детектирования. Наличие фазовой модуляции, переносимой передаваемой информацией, препятствует настройке генератора. Одним из способов устранения её влияния, является умножение частоты, однако при этом значительно возрастает уровень шумов за счёт появления комбинационных составляющих сигнала и шума. Такие схемы эффективны только в условиях большого отношения «сигнал/шум». Применяются схемы с петлёй Костаса, но они предлагались только для модуляции BPSK и QPSK. В статье предлагается модифицировать схему с петлёй Костаса для использования при модуляции 8-PSK. Приведены результаты компьютерного моделирования работы схемы.

Ключевые слова: фазовая модуляция, цифровые сигналы, подавление несущей, петля Костаса, отношение «сигнал/шум».

Постановка задачи

При использовании в системах передачи цифровых сигналов фазовой модуляции с подавленной несущей возникают определённые сложности при фазовой синхронизации опорного генератора приемника, используемого для детектирования сигналов [1–7]. С одной стороны, удаление несущей позволяет получить энергетический выигрыш при передаче. С другой стороны, при синхронном детектировании фазовая модуляция, переносимая информацию, затрудняет автоматическую подстройку фазы опорного генератора.

Компромиссом является неполное подавление несущей. Остаточный пилот-сигнал может быть использован для подстройки фазы опорного генератора, однако энергетические показатели при этом снижаются.

Удаление фазовой модуляции без применения пилот-сигнала возможно двумя путями [5–9]. Один из них заключается в умножении принятого сигнала (при использовании BPSK — в удвоении частоты принятого сигнала, при использовании QPSK — в учетверении частоты принятого сигнала, при использовании 8-PSK — в увосьмерении частоты принятого сигнала). При этом скачки фазы, вызванные передачей информационного сигнала, становятся кратными величине, равной 2π , и на автоподстройку фазы опорного генератора не влияют.

Умножение частоты широко используется в синтезаторах частоты, однако они работают при относительно больших уровнях сигнала, где влияние собственных шумов аппаратуры невелико. Приёмники же фазомодулированных

сигналов зачастую работают при небольшой величине отношения «сигнал/шум». В результате при возведении входного сигнала в квадрат для получения удвоения частоты, в полосе сигнала возникают комбинационные составляющие сигнала и шума и величина отношения «сигнал/шум» заметно ухудшается. Этот негативный эффект значительно усиливается при возведении входного сигнала в четвёртую степень для получения учетверённой частоты, и тем более, в восьмую степень для получения увосьмерённой частоты. Такое существенное ухудшение отношения «сигнал/шум» в напряжении, используемом для автоподстройки опорного генератора, и служит дополнительной причиной ухудшения помехоустойчивости передачи сигналов [1–3, 7–10].

Несколько лучшими характеристиками обладают системы автоподстройки фазы, использующие схему Костаса (синхронно квадратурную демодуляцию). В таких системах по отдельности обрабатываются квадратурные составляющие входного сигнала, и затем совместно используются для автоподстройки опорного генератора [8, 9]. Полученные при этом квадратурные составляющие используются далее при детектировании сигналов. Для устранения неопределённости начальной фазы в системах применяются дифференциальные виды модуляции.

Схема Костаса применяется только для видов модуляции BPSK и QPSK. В данной статье предложена модификация схемы Костаса для вида модуляции 8-PSK. Кроме того, она может быть также использована и для тех же видов модуляции (BPSK и QPSK), а также для видов модуляции QAM.

Теоретическое обоснование

Основной принцип работы модифицированной схемы заключается в следующем [11–15]. Как известно, совокупность возможных значений фазы при использовании метода 8-PSK можно описать в виде точек созвездия, приведённого на рис. 1.

Точки расположены на окружности радиуса, соответствующего максимальной мощности передатчика, на равном угловом расстоянии друг от друга. (Они обозначены буквами $a \pm h$). Поскольку предполагается использование дифференциальной модуляции, то фаза опорного генератора может настраиваться на любое из значений: $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, \dots, 315^\circ$. При этом не имеет значения, на какое из них окажется настроен опорный генератор, при приёме последующих информационных символов с любой фазой из этих восьми значений *дифференциальный* вид модуляции позволит правильно принять передаваемую информационную последовательность.

Каждой из фаз соответствует свой набор величин синфазной (I) и квадратурной (Q) составляющих. В памяти схемы синхронизации хранятся все эти наборы значений. При поступлении очередного информационного символа измеряется пара составляющих I и Q у этого символа, фактически определяющая его фазу. После этого параллельно определяются разности этой фазы со всеми восемью значениями фаз, хранящихся в памяти.

Далее выбирается минимальная по модулю из этих фаз (минимальное расстояние между каждой из запомненных фаз и принятой фазой) и находится разность между этой и принятой фазой. Знак этой разности будет управлять направлением перестройки фазы опорного генератора.

При этом возникает интересная особенность (поясним на примере). Пусть в какой-то начальный момент времени фаза β_1 информационного сигнала равна 0° , а фаза опорного напряжения равна θ , при этом фаза θ расположена между значениями 0° и 315° ближе к 0 (в восьмом октанте). Устройство измеряет общую сумму фаз $\beta_1 + \theta$ опорного генератора и её угловое расстояние между фазами всех точек $a \pm h$. Минимальное угловое расстояние оказывается с точкой a . Тогда в соответствии с правилом управления перестройкой фаза опорного напряжения должна увеличиваться.

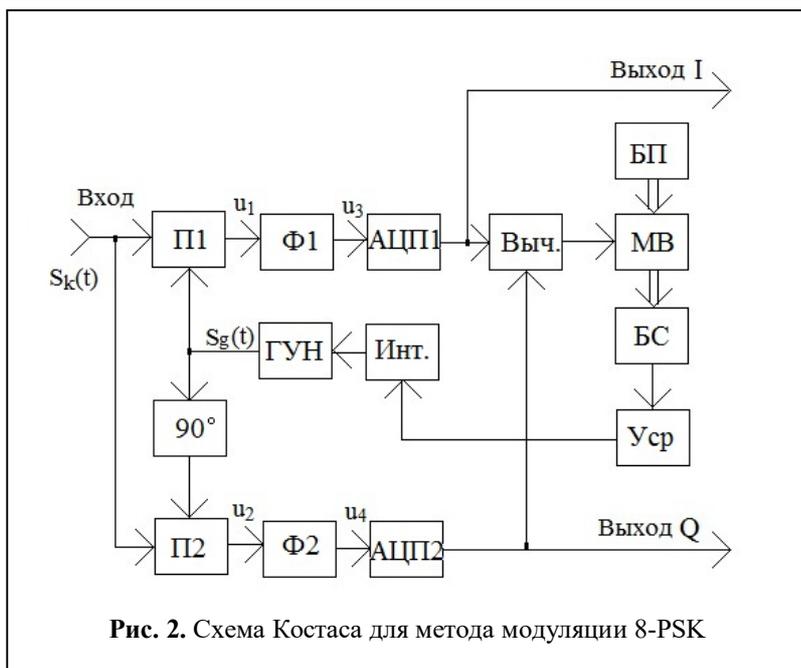


Рис. 2. Схема Костаса для метода модуляции 8-PSK

Пусть у следующего информационного импульса фаза равна $\beta_2=90^\circ$. Тогда значение суммарной фазы оказывается расположенным между точками с и d ближе к d. И согласно правилам управления фаза θ опять *станет увеличиваться*, приближаясь к значению 0° . Точно также в другие последующие символы при *любых* значениях их фаз направление перестройки фазы θ будет *таким же*, пока она не достигнет значения 0° , после чего перестройка остановится.

Если начальное значение фазы опорного сигнала будет другим или по какой-то причине перескочит на другое, фаза опорного сигнала также перестроится к фазе ближайшей из точек a÷h.

Реализация модифицированного метода автоподстройки

Пример реализации приведён на рис. 2.

Опорный генератор реализуется с помощью генератора, управляемого напряжением (ГУН), частота которого перестраивается с помощью внешнего управляющего напряжения. Основным назначением устройства фазовой автоподстройки является настройка фазы сигнала

ГУН, необходимая для синхронного детектирования принимаемого сигнала.

Рассмотрим подробнее процесс фазовой подстройки. Пусть на входе устройства в течение символа k принимается фазомодулированный сигнал $S_k(t)=A_0\cos(\omega_0t+\varphi_0+\varphi_k)$, где A_0 — амплитуда сигнала; ω_0 — частота сигнала; φ_0 — начальная фаза фазоманипулированного сигнала; φ_k — изменяющееся значение фазы, переносящее информацию. При использовании 8-PSK в зависимости от передаваемой информации значения фаз могут принимать 8 равноудалённых по

углу значений, и пусть эти значения равны: $\varphi_1=0^\circ$, $\varphi_2=45^\circ$, $\varphi_3=90^\circ$, $\varphi_4=135^\circ$, $\varphi_5=180^\circ$, $\varphi_6=225^\circ$, $\varphi_7=270^\circ$, $\varphi_8=315^\circ$. Входной сигнал подаётся на входы первого и второго перемножителей (П1 и П2).

На выходе ГУН вырабатывается сигнал $S_g(t)=U_g\cos(\omega_g t+\theta)$, где U_g — амплитуда этого сигнала, ω_g — частота этого сигнала, θ — начальная фаза этого сигнала. Как упоминалось, при дифференциальной модуляции для нормального приёма сигналов допустимо, чтобы разность фаз $\theta-\varphi_0$ была равна не только нулю, а любому из постоянных значений величин $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_8$, т.о. чтобы она была равна: $\theta-\varphi_0=\varphi_1, \theta-\varphi_0=\varphi_2, \theta-\varphi_0=\varphi_3, \dots, \theta-\varphi_0=\varphi_8$.

Назначением последующих блоков является устранение влияния изменяющегося в разных символах фазового сдвига φ_k на результат измерения разности фаз $\theta-\varphi_0$. Сигнал $S_g(t)$ подаётся на другой вход П1, в результате чего на его выходе вырабатывается напряжение:

$$u_1=S_k(t)S_g(t)=A_0U_g\cos(\omega_0t+\varphi_0+\varphi_k)\cos(\omega_g t+\theta)=0,5A_0U_g\{\cos[(\omega_0+\omega_g)t+\varphi_0+\varphi_k+\theta]+\cos[(\omega_0-\omega_g)t+\varphi_0+\varphi_k-\theta]\}.$$

Сигнал ГУН проходит через фазовращатель, где его фаза изменяется на 90° . Сигнал на выходе этого фазовращателя становится равным $S_f(t)=U_g\sin(\omega_g t+\theta)$. Он поступает на другой

вход П2, в результате чего на его выходе вырабатывается напряжение:

$$u_2 = S_k(t)S_g(t) = A_0 U_g \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \sin(\omega_g t + \theta) = 0,5 A_0 U_g \{ \cos[(\omega_0 + \omega_g)t + \varphi_0 + \varphi_k + \theta] + \sin[(\omega_0 - \omega_g)t + \varphi_0 + \varphi_k - \theta] \}.$$

На выходе первого фильтра (Ф1) выделяется сигнал разностной частоты:

$$u_3 = 0,5 A_0 U_g \cos[(\omega_0 - \omega_g)t + \varphi_0 + \varphi_k - \theta] = U_3 \cos[(\omega_0 - \omega_g)t + \varphi_0 + \varphi_k - \theta].$$

На выходе второго фильтра (Ф2) также выделяется сигнал разностной частоты:

$$u_4 = 0,5 A_0 U_g \sin[(\omega_0 - \omega_g)t + \varphi_0 + \varphi_k - \theta] = U_3 \sin[(\omega_0 - \omega_g)t + \varphi_0 + \varphi_k - \theta].$$

Поскольку сигнал генератора, управляемого напряжением, служит для синхронного детектирования фазомодулированных принятых сигналов, то возможная небольшая разность частот ω_0 и ω_g за короткое время данного символа не вызовет большого изменения фазы θ и может быть отнесена на счет её нестабильности [7] (см., например, ранее упомянутую книгу: Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 432с).

Таким образом, можно считать, что:

$$u_3 = U_3 \cos[\varphi_0 + \varphi_k - \theta],$$

$$u_4 = U_3 \sin[\varphi_0 + \varphi_k - \theta].$$

В первом и втором аналого-цифровых преобразователях (АЦП1 и АЦП2) аналоговые значения напряжений преобразуются в цифровую форму. Обозначим их, как проекции на перпендикулярные оси координат, т.е. $u_3 = I$ и $u_4 = Q$. Далее они подаются на вычислитель (Выч.). В нём вычисляется разность фаз ψ_k между этими величинами $\psi_k = \varphi_0 - \theta + \varphi_k$. Вычисление по этой формуле может дать величину, лежащую в пределах от -90° до $+270^\circ$. Эта величина поступает на вход многоканального вычитателя (МВ).

Первоначально будем считать что в текущем k -том символе фаза информационной части равна $\varphi_k = \varphi_1 = 0^\circ$, а исходное значение угла θ лежит в первом октанте в первой половине угла между φ_1 и φ_2 , т.е. в интервале $0^\circ < \theta < 22,5^\circ$.

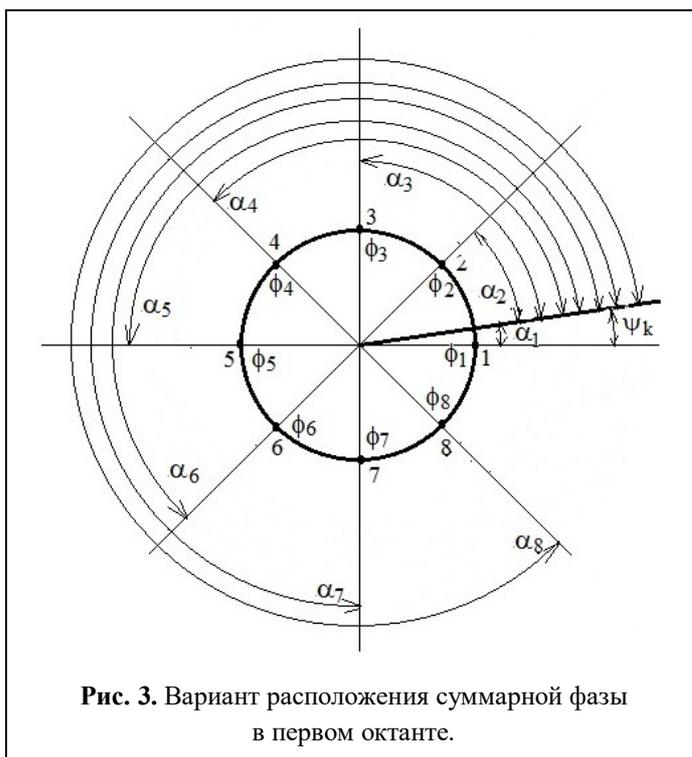


Рис. 3. Вариант расположения суммарной фазы в первом октанте.

Эта ситуация изображена на рис. 3. (точки «созвездия», соответствующие значениям фаз $\varphi_1 \div \varphi_8$, для удобства пронумерованы от 1 до 8). Эти значения фаз $\varphi_1 \div \varphi_8$ заранее занесены в блок памяти (БП). По его многоканальному выходу они поступают на многоканальный вход МВ. В нем определяются все разности фаз $\alpha_1, \dots, \alpha_8$ между каждым из $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ и полученным ψ_k , т.е. $\alpha_1 = \varphi_1 - \psi_k$, $\alpha_2 = \varphi_2 - \psi_k$, ..., $\alpha_8 = \varphi_8 - \psi_k$.

Поскольку при передаче k -того символа значение φ_k принято равным $\varphi_k = \varphi_1 = 0^\circ$, то $\psi_k = \varphi_0 - \theta$. Значения разностей будут иметь величины:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \varphi_1 - \psi_k = \theta - \varphi_0, & (1) \\ \alpha_2 &= \varphi_2 - \psi_k = 45^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_3 &= \varphi_3 - \psi_k = 90^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_4 &= \varphi_4 - \psi_k = 135^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_5 &= \varphi_5 - \psi_k = 180^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_6 &= \varphi_6 - \psi_k = 215^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_7 &= \varphi_7 - \psi_k = 270^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_8 &= \varphi_8 - \psi_k = 315^\circ + \theta - \varphi_0. \end{aligned}$$

В приведённом рисунке на рис. 3 исходная разность фаз $\theta - \varphi_0$ имеет небольшую величину и ближе к φ_1 , чем к φ_2 . То есть абсолютная величина угла α_1 будет наименьшей из всех

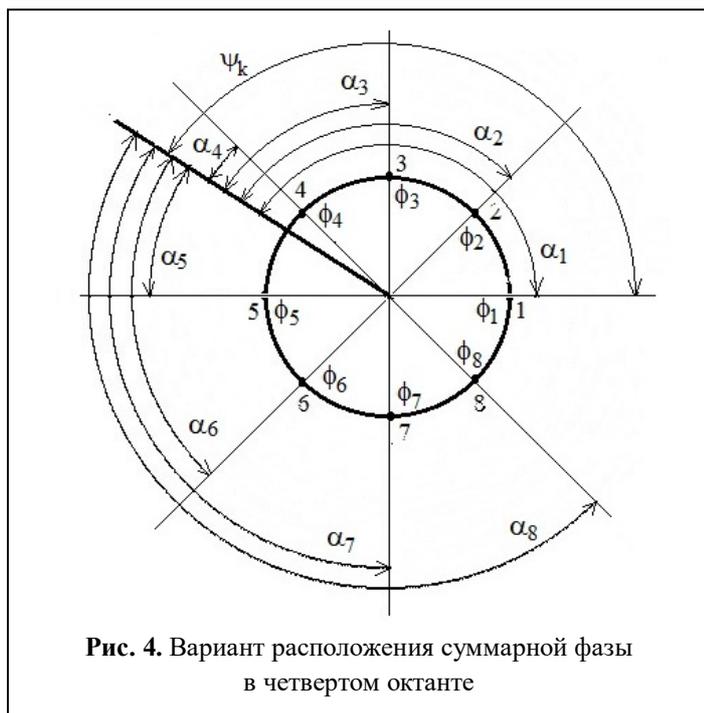


Рис. 4. Вариант расположения суммарной фазы в четвертом октанте

$\alpha_1, \dots, \alpha_8$. Блок сравнения (БС) выберет значение $\alpha_1 = \theta - \varphi_0$, и подключит его на вход усреднителя (Уср).

Следующий информационный символ может иметь любое из восьми возможных значений φ_k . Пусть он имеет, например, значение $\varphi_k = \varphi_4 = 135^\circ$. Эта ситуация изображена на рис. 4.

Тогда $\psi_k = \varphi_0 - \theta + 135^\circ$.

Разности на выходе многоканального вычитателя 13 будут иметь значения:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \varphi_1 - \psi_k = -135^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_2 &= \varphi_2 - \psi_k = -90^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_3 &= \varphi_3 - \psi_k = -45^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_4 &= \varphi_4 - \psi_k = \theta - \varphi_0, \\ \alpha_5 &= \varphi_5 - \psi_k = 45^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_6 &= \varphi_6 - \psi_k = 90^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_7 &= \varphi_7 - \psi_k = 135^\circ + \theta - \varphi_0, \\ \alpha_8 &= \varphi_8 - \psi_k = 180^\circ + \theta - \varphi_0. \end{aligned} \quad (2)$$

Наименьшую абсолютную величину будет иметь фаза $\alpha_4 = \varphi_4 - \psi_k = \theta - \varphi_0$. Именно её величина будет подключена на вход Уср. Такие же значения минимальных величин будут поступать на вход усреднителя при любом последующем значении передаваемого φ_k .

Усреднитель усредняет поступающее на его вход напряжение на интервале длительности символа. (В случае допустимости более мед-

ленной автоподстройки усреднение может производиться за несколько подряд идущих символов для того, чтобы уменьшить влияние шумов, отклоняющих величину $\theta - \varphi_0$ от истинного значения.)

Далее величина $\theta - \varphi_0$ поступает на вход интегратора Инт. Интегратор служит для управления перестройкой ГУН. Если знак величины $\theta - \varphi_0$ – положительный, то частота генератора, управляемого напряжением, медленно снижается, уменьшается фаза θ , пока не станет равной фазе φ_0 . Если знак входного напряжения интегратора отрицательный, то частота генератора, управляемого напряжением, медленно возрастает, увеличивается фаза θ , пока не станет равной фазе φ_0 . Таким образом, происходит под-

стройка фазы ГУН к начальной фазе входного сигнала.

Теперь рассмотрим ситуацию, когда значение φ_k тоже равно нулю, но разность фаз $\psi_k = \theta - \varphi_0$ лежит между значениями φ_1 и φ_2 , но ближе к значению φ_2 , чем к φ_1 , т.е. исходная величина $22,5^\circ < \theta < 45^\circ$. Тогда из уравнений (1) следует, что наименьшим по абсолютной величине будет угол $\alpha_8 = 315^\circ + \theta - \varphi_0 = -45^\circ + \theta - \varphi_0$. Интегратор, управляя перестройкой ГУН, будет стремиться свести эту величину к нулю, что соответствует $\theta = \varphi_0 + 45^\circ$, и его перестройка остановится, когда фаза θ достигнет этого значения. (Действительно, если $\theta < \varphi_0 + 45^\circ$, то $\alpha_8 < 0$ и фаза ГУН увеличивается, если $\theta > \varphi_0 + 45^\circ$, $\alpha_8 > 0$, фаза ГУН уменьшается.) Таким образом, фаза θ будет подстраиваться к одному из двух ближайших значений: φ_1 и φ_2 .

При рассматриваемом значении $\varphi_k = \varphi_1 = 0^\circ$ исходная фаза θ может оказаться большей, чем 45° и находиться между φ_2 и φ_3 . Тогда она начнёт подстраиваться либо к φ_2 , либо к φ_3 , в зависимости от того, к какому из этих значений она ближе. Это свойство справедливо для любого исходного значения θ . Автоподстройка будет её приравнять к той из восьми фаз $\varphi_1 \div \varphi_8$, которая к ней ближе по величине.

Рассмотрим другое значение фазы принимаемого сигнала, например, $\varphi_k = \varphi_4 = 135^\circ$, ранее анализированное на рисунке 4. При исходной величине угла θ , равной $22,5^\circ < \theta < 45^\circ$ (фаза ψ_k ближе к φ_5 , чем к φ_4), будет в соответствии с (2) выполняться условие $|-45^\circ + \theta - \varphi_0| < |\theta - \varphi_0|$, т.е. абсолютная величина угла α_3 будет меньше, чем α_4 . Перестройка ГУН будет выполняться в соответствии со знаком α_3 . Поскольку $\alpha_3 < 0$, то перестройка будет увеличивать фазу θ , пока значение ψ_k не совпадет φ_5 . Таким образом, и здесь происходит подстройка к ближайшему из значений $\varphi_1, \dots, \varphi_8$.

Теперь рассмотрим другое исходное значение фазы θ , например $\theta = 100^\circ$. Фаза φ_k пусть текущего символа будет равной 0° , и величина ψ_k лежит между φ_3 и φ_4 ближе к φ_3 . Расстояние до φ_3 меньше, чем до любого другого значения и подстройка будет происходить к нему. Аналогично будет происходить и при другом значении φ_k текущего символа. В зависимости от исходного значения фазы генератора и фазы принятого символа устройство фазовой автоподстройки всегда подстроит её к той из восьми фаз $\varphi_1 \div \varphi_8$, которая к ней ближе по величине.

В любой ситуации фаза генератора, управляемого напряжением, независимо от последовательности изменения информационных значений фазы φ_k будет зависеть только от начальной фазы θ и фазы φ_0 в данном сеансе и будет настроена на одно из постоянных значений $\varphi_1 \div \varphi_8$. Таким образом, убирается влияние модуляции на подстройку генератора. А поскольку при дифференциальных видах фазовой модуляции не имеет значение, на которую из них настроена фаза генератора, то дальнейшая демодуляция будет успешно осуществляться.

Выходы АЦП1 и АЦП2, вырабатывающие сигналы I и Q, можно непосредственно использовать для фазового детектирования. Устройство применимо и для других возможных видов дифференциальной фазовой модуляции (например, BPSK, QPSK, 16-PSK, QAM и др.), причем переход от одного к другому виду модуляции не потребует изменения структуры схемы, а только лишь занесение в память блока памяти других используемых значений фазы. Кроме этого, поскольку отсутствует многократное умножение частоты, то нет и значительного возрастания шумов и ухудшения помехоустойчивости.

Экспериментальные исследования

Работа фазовой автоподстройки моделировалась на компьютере с помощью [13]. Некоторые результаты приведены на рис. 5–7.

В вычислительных экспериментах использовалась фазовая модуляция ступенчатым сигналом. Графики и фазовый портрет модулирующего сигнала приведены на рис. 5. По оси абсцисс графиков ортогональных составляющих (обозначены, как RE и IM) модулирующего сигнала отложены отсчёты сигналов, сле-

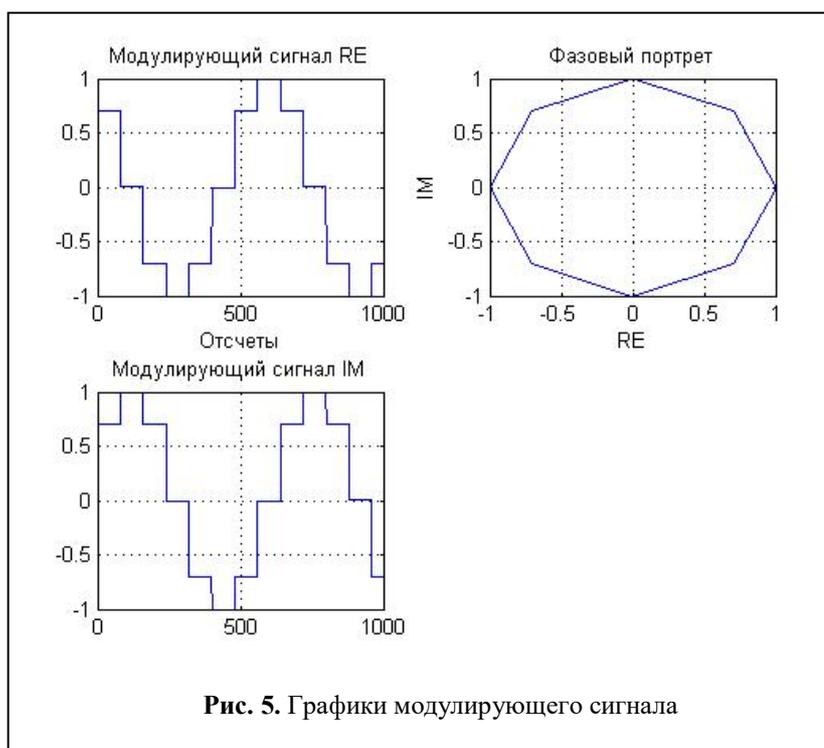


Рис. 5. Графики модулирующего сигнала

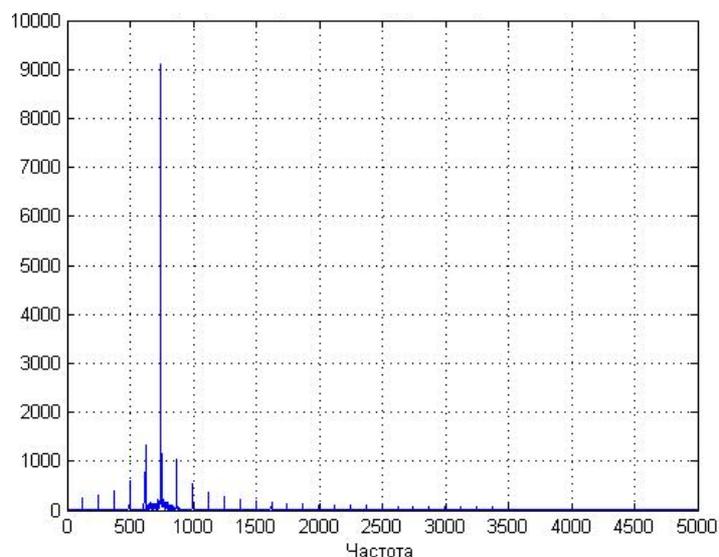


Рис. 6. Спектр модулированного сигнала с шумом

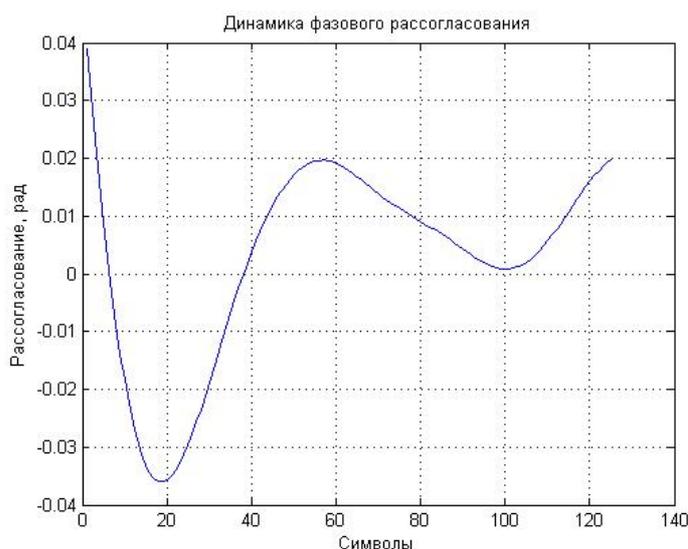


Рис. 7. Динамика фазового рассогласования ГУН

дующие с частотой 9600 Гц. Длительность символа использовалась равной 80 отсчётам.

Спектр модулированного сигнала с шумом (при отношении «сигнал/шум», равном 20 дБ) приведён на рис. 6. Частота сигнала составляла 700 Гц.

На рис. 7 приведён пример динамики усредненного фазового рассогласования ГУН в радианах, начиная с начала настройки. Настройка производилась посимвольно. В течение длительности символа накапливался

управляющий сигнал, который регулировал ГУН для обработки на следующем символе. Остаточное рассогласование по-видимому объясняется как воздействием шума, так и некратностью частоты сигнала частоте дискретизации.

Выводы

Описываемая модифицированная схема Костаса может применяться для фазовой автоподстройки в системах с подавленной несущей как при использовании описанной модуляции 8-PSK, так и при других видах модуляции. Поскольку здесь не происходит значительного возрастания шумов из-за неоднократного возведения принятого сигнала в квадрат, влияние шумовой составляющей оказывает меньшее негативное влияние на помехоустойчивость передачи сигналов.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
2. Прокис Дж. Цифровая связь.: пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000, 800 с.
3. Полушин П.А. Самойлов А.Г. Избыточность сигналов в радиосвязи. М.: Радиотехника. 2007. 256 с.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра.: пер. с англ. М.: Радио и связь. 2000. 520 с.
5. Системы мобильной связи. Учебное пособие для вузов / Под ред. В.П. Ипатова. М.: Горячая линия–Телеком. 2003. 272 с.
6. Никитин О.Р., Полушин П.А., Пятов В.А., Ромашов В.В. Улучшение энергетических показателей при передаче сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией // Проектирование и технология электронных средств. 2010. №1. С. 5–8.
7. Виттерби Э.Д. Принципы когерентной связи. М.: Сов. радио. 1970. 392 с.

8. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. М.: Горячая линия-Телеком. 2007. 432 с.

9. Крухмалев И.И., Гордиенко В.Н., Моченов А.Д. Цифровые системы передачи. М.: Горячая линия-Телеком. 2008. 352 с.

10. Полушин, П.А., Самойлов С.А, Соловьев А.В. Реализация приемника относительной КАМ с использованием кода Грея // Материалы 8-й МНТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации». г. Владимир, 21–22 мая 2009, том 1. С. 165–170.

11. Полушин П.А., Раджабов У.М., Лось В.О. О возможности плавной регулировки скорости передачи многоуровневых цифровых сигналов. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. №1. С. 46–54.

12. Полушин П.А., Синицин Д.В. Повышение качества и надежности передачи сигналов по каналам связи и управления // Технология текстильной промышленности. 2014. №4 (352). С. 156–159.

13. Свидетельство №2021662843 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программный комплекс для исследования метода фазовой автоподстройки частоты с помощью петли Костаса / Полушин П.А., Никитин О.Р. Зарегистрировано 05.08.2021.

14. Полушин П.А., Матюха В.А., Синицин Д.В. Возможности адаптивной перестройки структуры телекоммуникационных линий // Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии. Владимир, 27–29 июня 2012, книга II. С. 225–228.

15. Полушин П.А., Белов А.Д. Повышение помехоустойчивости передачи цифровых сигналов в биомедицинских системах. // Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии (ФРЭМЭ-2020). Владимир-Суздаль, 1–3 июля 2020, книга 1. С. 341–344.

Поступила 21 марта 2022 г.

English

COSTAS CIRCUIT MODIFICATION FOR AUTOMATIC PHASE LOCK IN SUPPRESSED CARRIER SYSTEMS

Pyotr Alexeevich Polushin — Grand Dr. in Engineering, Professor of Department of Radio Engineering and Radio Systems, Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”¹.

E-mail: polushin.p@mail.ru

Oleg Rafailovich Nikitin — Grand Dr. in Engineering, Professor, the Head of Department of Radio Engineering and Radio Systems, Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”¹.

E-mail: olnikitin@mail.ru

Address: 600000, Russian Federation, Vladimir, Gorkogo st., 87.

Abstract: Phase modulation is in common use currently when transmitting digital signals. Thereby the generator should be used in the receiver for efficient detection, oscillations of which should be synphased with carrier frequency of incoming signal. It is easy to do if the carrier is available. However, carrier suppression is often used for energy efficiency improvement. Then difficulties arise with phase lock for generator. These difficulties are resolved in various ways. Frequency multiplication of incoming signal is applied when using BPSK, QPSK and 8-PSK modulation types. Thereby phase surges due to transmitted information signal become multiple of 2π and do not affect phase lock process. However, when multiplying, signal and noise combination fluctuations arise which are particularly noticeable for 8-PSK modulation. Signal-to-noise ratio goes down and give rise to extra distortions. Costas circuit-based phase-lock devices have better performance properties. Two quadrature components of incoming signal are distinguished there and phase lock is done through their co-processing. However, commonly known Costas circuits operate only with BPSK and QPSK modulation types. The article proposes Costas circuit modification for 8-PSK modulation type. It is intended for differential modulation, when generator’s initial phase value can be any of the eight possible values. Operation concept lies in the fact that running sum of phases for generator and information signal equates to all eight values of possible phase and lock phase is done up to a proximate value. Efficiency of the proposed circuit was investigated. The results of computer-aided simulation are given.

Keywords: phase modulation, digital signals, carrier suppression, Costas loop, signal-to-noise ratio.

References

1. Sklyar B. Digital communication. Theoretical foundations and practical application. 2nd edition, corr.: trans.

from English. Moscow: Publishing house "Williams", 2003. 1104 p.

2. *Prokis J.* Digital communication: trans. from English. Moscow: Radio i Svyaz', 2000, 800 p.

3. *Polushin P.A., Samoilo A.G.* Redundancy of signals in radio communications. Moscow: Radiotekhnika. 2007. 256 p.

4. *Feer K.* Wireless digital communication. Methods of modulation and spectrum expansion.: trans. from English Moscow: Radio i svyaz. 2000. 520 p.

5. Mobile communication systems. Study guide for universities / Edited by *V.P. Ipatov*. Moscow: Hotline-Telecom. 2003. 272 p.

6. *Nikitin O.R., Polushin P.A., Pyatov V.A., Romashov V.V.* Improvement of energy indicators in the transmission of signals with amplitude-phase modulation. Design and technology of electronic means. 2010. No. 1. Pp. 5–8.

7. *Viterbi E.D.* Principles of coherent communication. Moscow: Sov. radio. 1970. 392 p.

8. *Galkin V.A.* Digital mobile radio communication. Moscow: Hotline-Telecom. 2007. 432 p.

9. *Krukhmalev I.I., Gordienko V.N., Mochenov A.D.* Digital transmission systems. Moscow: Hotline-Telecom. 2008. 352 p.

10. *Polushin, P.A., Samoilo S.A., Soloviev A.V.* Implementation of a relative QAM receiver using the Gray code. Materials of the 8th ISTC "Promising technologies in the media of information transmission". Vladimir, May 21–22, 2009, volume 1. pp. 165-170.

11. *Polushin P.A., Radzhabov U.M., Los V.O.* About the possibility of smooth adjustment of the fating speed of multi-level digital signals. Radio and telecommunication systems. 2021. No. 1. Pp. 46–54.

12. *Polushin P.A., Sinitsin D.V.* Improving the quality and reliability of signal transmission through communication and control channels. Technology of the textile industry. 2014. No. 4 (352). Pp. 156–159.

13. Certificate No. 2021662843 on state registration of a computer program. A software package for the study of the method of phase auto-tuning of frequency using a Costas loop / *Polushin P.A., Nikitin O.R.* Registered 05.08.2021.

14. *Polushin P.A., Matyukha V.A., Sinitsin D.V.* Possibilities of adaptive restructuring of the structure of telecommunication lines. Physics and radio electronics in medicine and ecology. Vladimir, June 27–29, 2012, book II. Pp. 225–228.

15. *Polushin P.A., Belov A.D.* Increasing the mechanical stability of digital signal transmission in biomedical systems. Physics and Radio Electronics in Medicine and Ecology (FREME-2020). Vladimir-Suzdal, July 1–3, 2020, book 1. Pp. 341–344.