

УДК 621.376.4

## Квазикогерентный модулятор сигнала QPSK

Мартиросов В.Е.\*, Алексеев Г.А.\*\*

*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия*

*\*e-mail: [marti\\_ve@mail.ru](mailto:marti_ve@mail.ru)*

*\*\*e-mail: [alexeevg@yandex.ru](mailto:alexeevg@yandex.ru)*

### Аннотация

В работе исследуются вопросы построения квазикогерентного модулятора сигнала квадратурной фазовой манипуляции (QPSK – *quadrature phase shift keying*), обладающего улучшенным комплексом основных параметров, характерных для синхронных систем. Представлена структурная схема предложенной структуры модулятора, показаны диаграммы фазовых состояний, временные эпюры динамических переходов и фазовые портреты исследуемого устройства. Приведены результаты имитационного моделирования математической модели квазикогерентного модулятора QPSK сигнала в программной среде MATLAB/Simulink.

**Ключевые слова:** квазикогерентный модулятор, QPSK модуляция, фазовые портреты, временные эпюры динамических переходов, имитационное моделирование.

### Введение

В ряде практических приложений авиационных и спутниковых систем связи накладываются особые требования на формирование телекоммуникационных сигналов. Например, когда в качестве эталонных колебаний модулятора используются

сигналы, получаемые от удаленных источников эталонных временных и частотных шкал (такими источниками могут быть в частном случае радиосигналы национальных систем точных времени и частот). При этом к характеристикам квазикогерентных модуляторов сигналов могут быть предъявлены повышенные требования в условиях работы при значительных и непрерывно меняющихся (в том числе дискретно) начальных частотных расстройках, ограниченном времени синхронизации, а также при наличии дестабилизирующих параметры устройства факторов.

Теоретическое обоснование оптимальных квазикогерентных алгоритмов формирования (модуляции) дискретных сигналов впервые было получено в 1995 году [1].

В этой работе, с привлечением математического аппарата теории нелинейной фильтрации многокомпонентных дискретно-непрерывных марковских процессов, была сформулирована методология и получено решение задачи статистического синтеза оптимальных алгоритмов квазикогерентного формирования дискретных (манипулированных по частоте и/или фазе) сигналов. Впоследствии эти материалы были представлены в более полном виде в шестой главе монографии автора [2].

Однако, существующие ограничения аппарата теории нелинейной фильтрации марковских процессов позволяют получить в замкнутом аналитическом виде оптимальные алгоритмы только при ряде ограничений: достаточно высоком отношении сигнал/шум на входе устройства и при условии отсутствия начальной частотной расстройки, т.е. только для стационарного (синхронного) режима работы синтезируемого устройства, что существенно влияет на прикладную ценность полученных теоретических результатов. Поэтому, наряду со статистическим синтезом оптималь-

ных алгоритмов квазикогерентных модуляторов дискретных сигналов, для инженерной практики также немаловажно проведение дополнительного эвристического структурного синтеза устройства, позволяющего оптимизировать структуру модулятора на этапе вхождения в синхронный режим работы. Примеры такого подхода можно найти, например, в работах [3,4,5].

В данной статье представлены результаты такого структурного синтеза квазикогерентного формирователя (модулятора) сигналов QPSK, особенностью которого является формирование в устройстве глобально линеаризованной дискриминационной характеристики с периодичностью по аналоговой ветви управления частотой подстраиваемого генератора равной  $\pi$  радиан. Как следствие, характеристики исследуемой в данной работе структуры квазикогерентного модулятора обладают следующими инновационными особенностями:

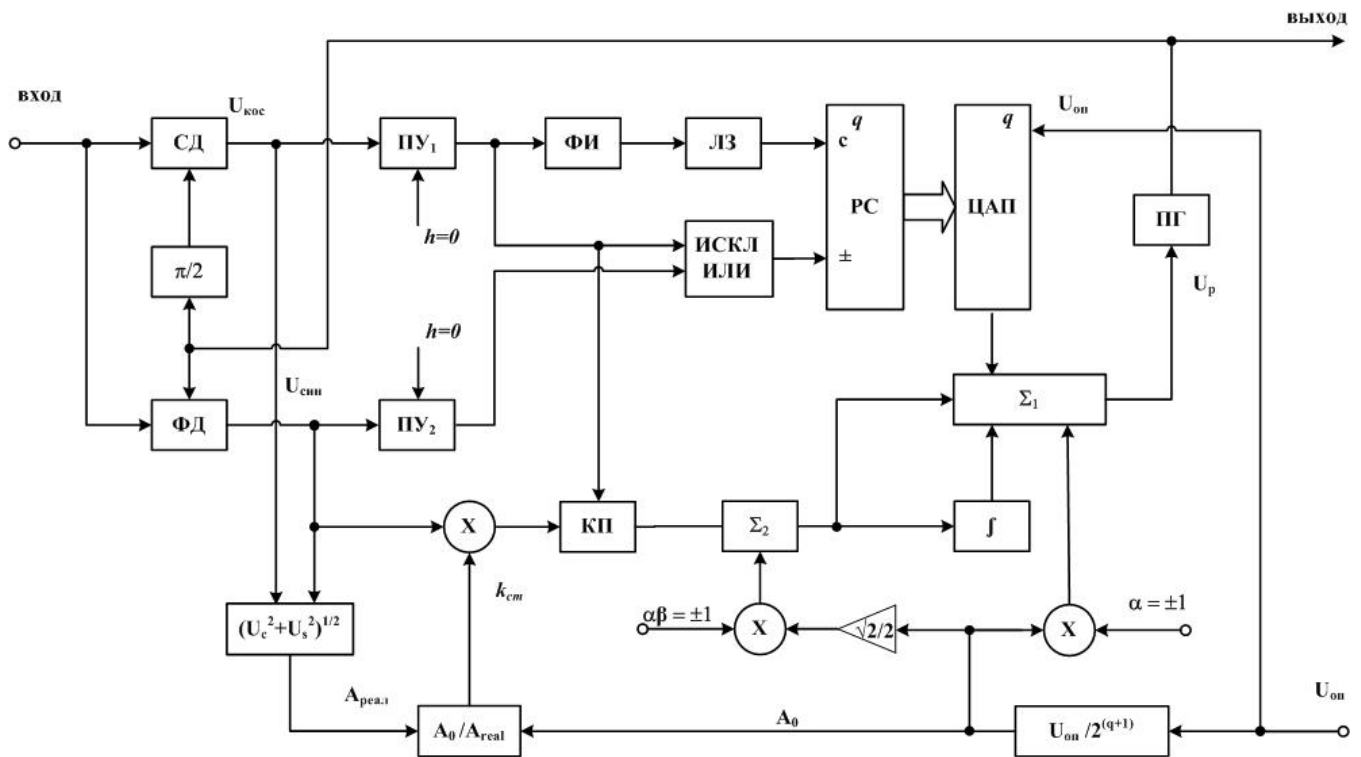
- значительно расширенные полосы захвата и удержания синхронного режима работы при обеспечении высоких фильтрующих свойств устройства в режиме слежения;

- минимизированное и меняющееся в относительно небольших пределах значение времени вхождения в синхронный режим работы при значительных начальных частотных рассогласованиях;

- устойчивость к воздействию дестабилизирующих факторов, за счет стабилизации в текущем масштабе времени требуемого значения коэффициента петлевого усиления аналоговой ветви управления.

## Структура квазикогерентного модулятора QPSK сигнала.

Структура рассматриваемого квазикогерентного модулятора QPSK сигнала представлена на рис. 1, где приняты следующие обозначения: ПГ – подстраиваемый генератор, СД – синхронный детектор и ФД – фазовый детектор, отличающиеся только фазировкой опорных колебаний на  $\pi/2$  [2],  $\pi/2$  – фазовращатель на  $\pi/2$ , ПУ – пороговое устройство, ФИ – формирователь импульсов, ЛЗ – линия временной задержки, ИСКЛ. ИЛИ – логическая схема «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ», РС – реверсивный счетчик, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь,  $\Sigma$  – сумматор, КП – коммутатор полярности сигнала,  $X$  – перемножитель сигналов,  $\int$  – интегратор,  $U_{on}$  – опорное напряжение,  $q$  – разрядность РС и ЦАП,  $U_p$  – регулирующее ПГ напряжение,  $U_{\cos}$  и  $U_{\sin}$  – напряжения на выходе СД и ФД соответственно (косинусная и синусная составляющие),  $A_0$  – номинальное (требуемое) значение амплитуды с выхода ФД,  $A_{\text{реал}}$  – мгновенное текущее (реальное) значение амплитуды выходного сигнала ФД,  $\alpha$  и  $\beta$  – модулирующие последовательности,  $\sqrt{2}/2$  – масштабирующий блок,  $k_{\text{ст}}$  – коэффициент стабилизации петлевого усиления.



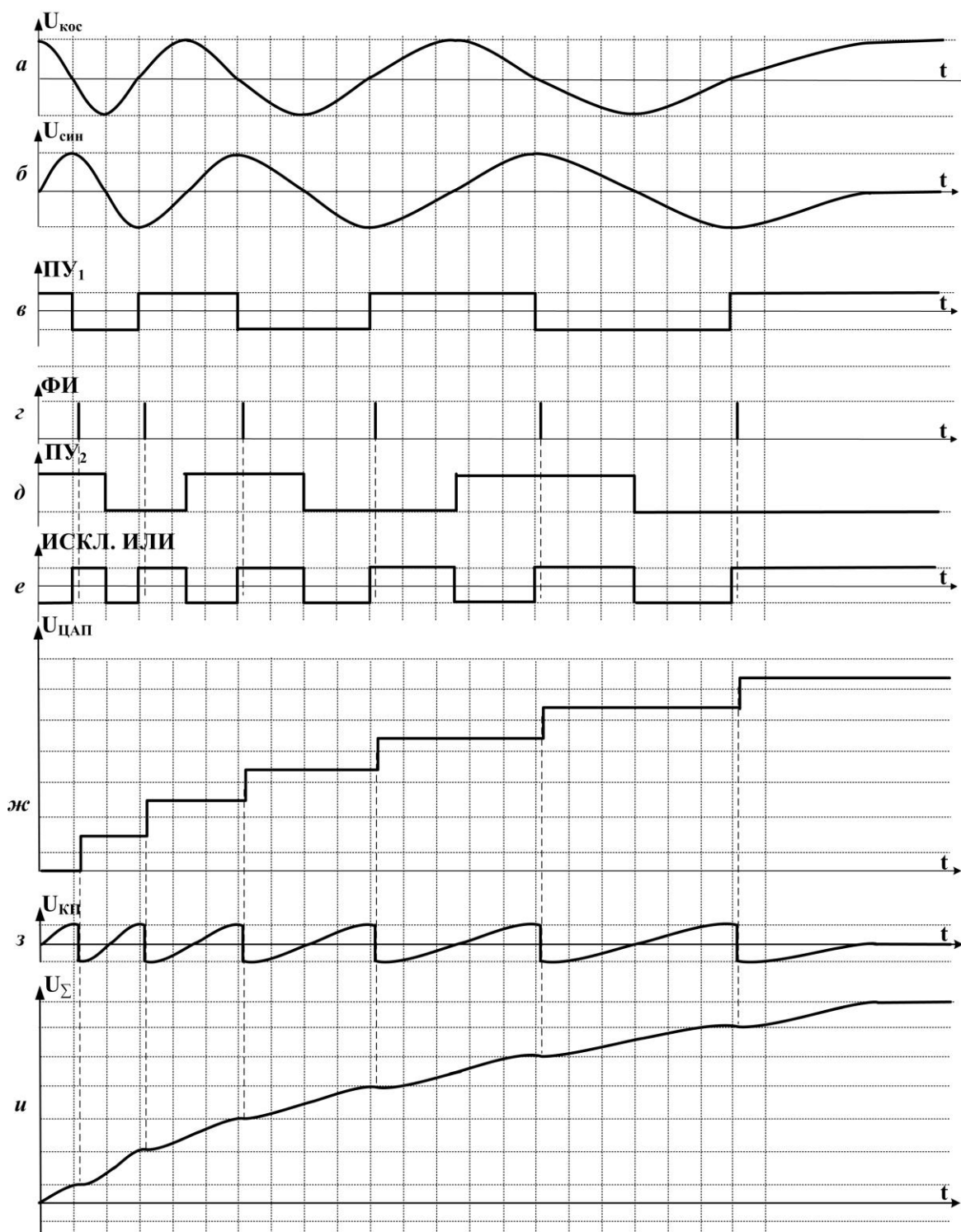
**Рис. 1.** Квазикогерентный модулятор QPSK сигнала.

На вход устройства поступает гармоническое колебание от внешнего источника, являющиеся эталонным для квазикогерентного модулятора. Выходным QPSK сигналом модулятора является формируемое в нем колебание подстраиваемого генератора. Устройство работает в двух режимах: режим первоначальной синхронизации и режим синхронной работы. В режиме первоначальной синхронизации осуществляется привязка по частоте и фазе колебаний с выхода ПГ к эталонному колебанию. В режиме синхронной работы осуществляется манипуляции фазы колебания подстраиваемого генератора на четыре положения  $-\pi/4$ ,  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$  или  $5\pi/4$  радиан относительно фазы эталонного колебания.

### **Режим первоначальной синхронизации.**

В режиме первоначальной синхронизации (при включении устройства) на выходах фазового и синхронного детекторов возникают квадратурные составляющие биений с частотой, соответствующей начальной частотной расстройке  $\Delta\omega = \omega_3 - \omega_0$ , где  $\omega_3$  – частота колебаний эталонного генератора (ЭГ),  $\omega_0$  – частота колебаний подстраиваемого генератора при исходном значении управляющего напряжения  $U_p$ . На рис. 2 показаны эпюры напряжений в различных точках схемы устройства при  $\omega_3 > \omega_0$ .

Выходной сигнал СД показан на рис.2а, а выходной сигнал ФД на рис.2б. ПУ<sub>2</sub> и ПУ<sub>1</sub> из выходных сигналов фазового и синхронного детекторов формируют логические сигналы, показанные на рис.2в и рис.2д соответственно. Формирователь импульсов формирует короткие импульсы в моменты времени соответствующие заднему фронту выходного импульсного сигнала ПУ<sub>1</sub>. На рис.2г показаны эти импульсы, прошедшие через ЛЗ. Выходной сигнал логической схемы «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ» показан на рис.2е. Из представленных на рис.2г и рис.2е эпюр следует, что код, записанный в РС, и, следовательно, выходное напряжение ЦАП (рис.2ж) для случая  $\omega_3 > \omega_0$  возрастают, снижая частотное рассогласование между эталонным сигналом и колебанием ПГ. При  $\omega_3 < \omega_0$  выходное напряжение ЦАП будет убывать, также сокращая начальное частотное рассогласование.



**Рис. 2.** Эпюры внутренних сигналов модулятора при  $\omega_3 > \omega_0$ : а) выходной сигнал СД; б) выходной сигнал ФД; в) выходной сигнал ПУ<sub>1</sub>; г) выходной сигнал ФИ; д) выходной сигнал ПУ<sub>2</sub>; е) выходной сигнал схемы ИСКЛ.ИЛИ; ж) выходной сигнал ЦАП; з) выходной сигнал коммутатора полярности; и) выходной сигнал  $\Sigma_1$  – управляющее напряжение ПГ.

Таким образом, при появлении сигнала на входе устройства выходное напряжение ЦАП ступенчато нарастает (при  $\omega_s > \omega_0$ ) или ступенчато уменьшается (при  $\omega_s < \omega_0$ ), в результате чего частота подстраиваемого генератора изменяется в сторону уменьшения текущего частотного рассогласования  $\Delta\omega$ .

При снижении абсолютного значения текущего частотного рассогласования  $|\Delta\omega|$  до величины, соответствующей полосе захвата аналоговой ветви управления частотой ПГ, включающей в себя фазовый детектор, коммутатор полярности сигнала, перемножитель сигналов, интегратор и сумматоры происходит установление синхронного режима работы модулятора.

Формирование счетных импульсов для реверсивного счетчика на основе колебаний разностной частоты с выхода фазовых детекторов внутри цифровой ветви управления частотой ПГ (включающей блоки ПУ<sub>1</sub>, ПУ<sub>2</sub>, ФИ, ЛЗ, ИСКЛ. ИЛИ, РС, ЦАП и  $\Sigma$ ) приводит к значительному сокращению времени вхождения в синхронный режим работы квазикогерентного модулятора.

Согласование локальных дискриминационных характеристик цифровой (рис.2ж) и аналоговой (рис.2з) ветвей управления частотой ПГ происходит следующим образом. Единичный дискрет  $\Delta U_{\text{ЦАП}}$ , формируемого на выходе ЦАП ступенчатого напряжения, должен соответствовать полному размаху напряжения сигнала на выходе коммутатора полярности, равному  $2A_0$ . Для этой цели опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$  цифро-аналогового преобразователя используется для формирования единичных аналоговых ступеней напряжения с выхода ЦАП ( $\Delta U_{\text{ЦАП}} = U_{\text{оп}} / 2^q$ , где  $q$  – разрядность ЦАП) и для вычисления нормализованного (требуемого) значения амплитуды



сигнала фазового рассогласования с выхода фазового детектора ( $A_0 = U_{оп} / 2^{q+1}$ ). Результирующая (глобально линеаризованная) дискриминационная характеристика квазикогерентного модулятора показана на рис.2и.

Стабилизация коэффициента петлевого усиления квазикогерентного модулятора осуществляется в перемножителе аналоговой петли управления путем его нормировки с учетом вычисляемого текущего размаха сигнала на выходе фазового детектора и его требуемого значения равного  $A_0$ .

После завершения процесса синхронизации устройство переходит в режим синхронной работы.

### **Режим синхронной работы модулятора QPSK сигнала.**

В режиме синхронной работы устройства осуществляется процесс манипуляции фазы колебания подстраиваемого генератора на четыре положения –  $-\pi/4$ ,  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$  и  $5\pi/4$  радиан, в соответствии со значениями символов двух входных модулирующих последовательностей  $\alpha = \pm 1$  и  $\beta = \pm 1$ . Для достижения этой цели в первом сумматоре ( $\Sigma_1$ ) предусмотрен четвертый вход, на который подается первая специальная подставка напряжения, абсолютной величиной равная  $A_0$  и манипулированная по полярности потоком символов модулирующей последовательности  $\alpha = \pm 1$ . Кроме того, в устройство введен второй сумматор ( $\Sigma_2$ ), на второй вход которого подается вторая специальная подставка напряжения абсолютной величиной равная  $(\sqrt{2}/2)A_0$  и манипулированная по полярности одновременно обоими потоками символов модулирующих последовательностей  $\alpha \cdot \beta = \pm 1$ . Дополнительная манипуляция

потоком  $\alpha$  в данном случае необходима для обеспечения корректной работы модулятора на интервале значений фазовых рассогласований ( $\pi/2; 3\pi/2$ ), на котором, вследствие использования в структуре модулятора коммутатора полярности, происходит инверсия знака сигнала фазового рассогласования в ветви аналогового управления частотой подстраиваемого генератора.

В данном устройстве точки устойчивого равновесия фазового портрета (рис.3) располагаются с периодом  $\pi$ . Это обусловлено использованием в аналоговой ветви управления частотой ПГ коммутатора полярности и наличием в схеме устройства интегратора. Фазовый портрет системы при положительной и отрицательной полярности первой специальной подставки напряжения показан соответственно на рис.3в и рис.3г. Фазовый портрет системы при устранении из структуры коммутатора полярности для случаев положительной и отрицательной полярности первой специальной подставки напряжения изображен на рис.3а и рис.3б соответственно. С помощью первой специальной подставки напряжения в качестве точек устойчивого равновесия системы устанавливаются точки соответствующие фазовым рассогласованиям между колебанием ПГ и колебанием ЭГ величиной  $-45^{\circ}$ ,  $135^{\circ}$  (точки  $A_1$  и  $A_1^*$  на рис.3в) либо  $45^{\circ}$ ,  $225^{\circ}$  (точки  $A_2$  и  $A_2^*$  на рис.3г).

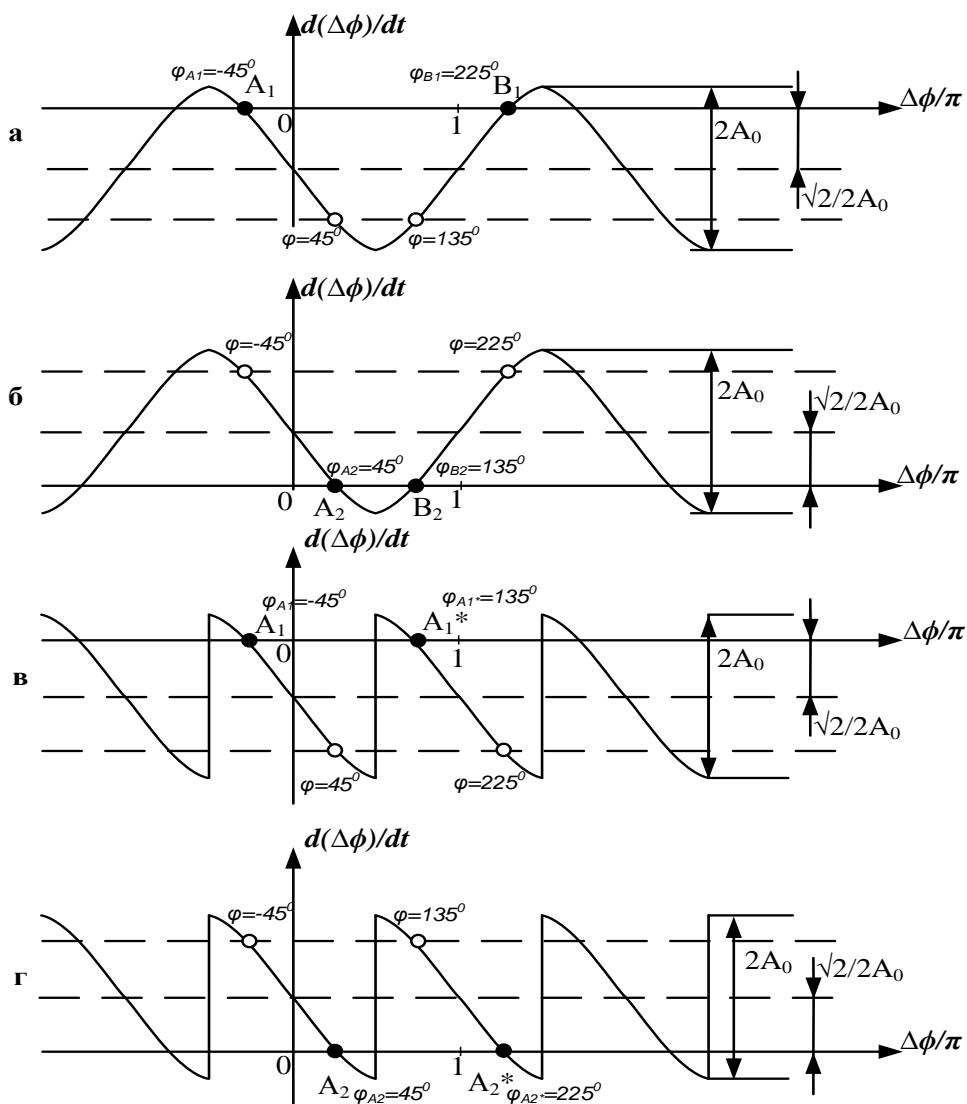
В исходном состоянии при работе модулятора в синхронном режиме, полярности символов входных модулирующих последовательностей положительны ( $\alpha = 1$  и  $\beta = 1$ ) и, соответственно, первая и вторая специальные подставки напряжения также имеют положительную полярность. В качестве начального положения процесса манипуляции фазы выбирается точка устойчивого равновесия  $A_1$  соответствующая

введенному ранее фазовому рассогласованию равному минус  $45^{\circ}$ . Точка  $A_1$  фазового портрета устройства будет соответствовать опережению фазы колебания с выхода ПГ фазы колебания ЭГ на  $45^{\circ}$ .

Путем изменения знака первой специальной подставки напряжения, поступающей на четвертый вход первого сумматора, осуществляется манипуляция фазы выходного колебания устройства на  $\pi$  радиан. Она производится следующим образом: при изменении полярности символа модулирующей последовательности  $\alpha$  на выходе первого сумматора возникает бросок управляющего частотой ПГ напряжения, вследствие чего устройство будет «выбито» из данной точки устойчивого равновесия (синхронный режим работы устройства временно нарушается). Далее квазигерентный модулятор заново синхронизируется в следующей ближайшей точке устойчивого равновесия  $A_1^*$ , которая отстоит от исходной точки равновесия на  $\pi$  радиан.

Путем изменения полярности второй специальной подставки напряжения осуществляется манипуляция фазы выходного колебания устройства на  $\pi/2$  радиан. При изменении полярности символа модулирующей последовательности  $\beta$  на выходе первого сумматора возникает бросок управляющего частотой ПГ напряжения, вследствие чего устройство также будет выбито из данной точки устойчивого равновесия. Поскольку изменилась полярность второй специальной подставки напряжения, на фазовом портрете устройства произойдет смена положения точек устойчивого равновесия, их местам размещения будут соответствовать положения точек  $A_2$  и  $A_2^*$  (произойдет смещение фазового портрета по оси ординат на величину

$\sqrt{2}A_0$ ). Вследствие этого квазикогерентный модулятор заново синхронизируется в ближайшей точке устойчивого равновесия  $A_2$ , которая отстоит от исходной точки равновесия  $A_1$  на  $\pi/2$  радиан.



**Рис. 3.** Фазовый портрет модулятора: а) фазовый портрет модулятора при устранении из структуры устройства коммутатора полярности и смещении  $\sqrt{2}/2$ ; б) фазовый портрет модулятора при устранении из структуры устройства коммутатора полярности и смещении  $-\sqrt{2}/2$ ; в) фазовый портрет модулятора при подставке  $\sqrt{2}/2$ ; г) фазовый портрет модулятора при подставке  $-\sqrt{2}/2$ .

Перестройка фазы выходного колебания устройства на  $3\pi/2$  происходит при одновременной смене полярности символов в обеих модулирующих последовательностях  $\alpha = \pm 1$  и  $\beta = \pm 1$ .

При манипулировании полярности второй специальной подставки напряжения происходит перестройка синхронного режима работы между точками устойчивого равновесия, которые соответствуют фазе выходного колебания модулятора  $-45^\circ$  и  $45^\circ$  либо  $135^\circ$  и  $225^\circ$ . При манипулировании полярности первой специальной подставки напряжения происходит переход между точками устойчивого равновесия, которые соответствуют фазовым позициям модулятора  $-45^\circ$  и  $135^\circ$  либо между  $45^\circ$  и  $225^\circ$ . Этот процесс многократно повторяется в соответствии с изменением полярности символов модулирующих последовательностей  $\alpha = \pm 1$  и  $\beta = \pm 1$ .

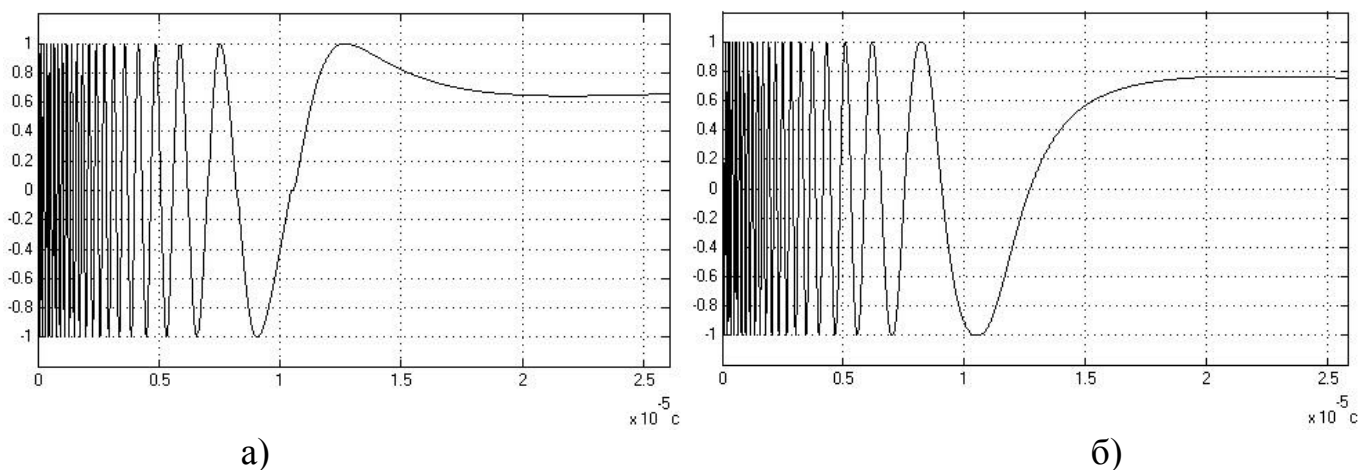
Таким образом, в предложенном устройстве осуществляется первоначальная синхронизация подстраиваемого генератора и квадратурная манипуляция фазы его колебания по значениям:  $-\pi/4$ ,  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$  и  $5\pi/4$  радиан относительно фазы колебания эталонного генератора.

### **Результаты имитационного моделирования**

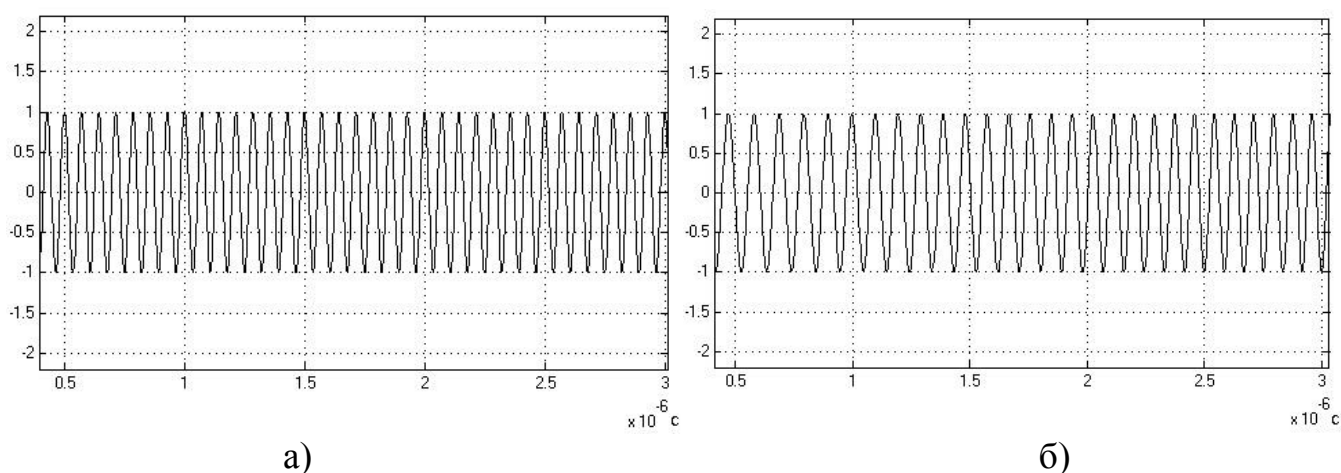
В данном разделе представлены результаты имитационного моделирования структуры квазикогерентного модулятора сигнала QPSK (рис.1), выполненного в программной среде MATLAB/Simulink. Исследование динамических характеристик модулятора проведено в отсутствии шумов, что характерно для формирования модулированных сигналов методами синхронизации с эталонным колебанием.

Для проверки работы устройства был собран программный стенд (функционально и алгоритмически подобный использованному ранее в [6]), включающий в себя кроме квазикогерентного модулятора источник модулирующих последовательностей и источник эталонного колебания. Скорость каждого из потоков модулирующих символов в данном исследовании составляет 20кбит/с, частота дискретизации (она же равна тактовой частоте работы цифровой части схемы) задана равной 100 МГц. Коэффициент петлевого усиления аналоговой ветви управления частотой ПГ модулятора (без учета интегрирующей ветви) составляет  $K_p = 100$  кГц.

На рис. 4 и 5 приведены результаты работы устройства в режиме первоначальной синхронизации в случае, когда частота колебания ПГ равна 7 МГц, а частота входного эталонного колебания 14 МГц.



**Рис. 4.** Эпюры внутренних сигналов модулятора: а) выходной сигнал СД;  
б) выходной сигнал ФД.



**Рис. 5.** Эпюры внутренних сигналов модулятора: а) входное эталонное колебание; б) колебание с выхода ПГ.

В данном случае модулятор осуществил вхождение в синхронный режим работы с эталонным колебанием при начальной частотной расстройке равной 7 МГц и при том, что она превышает значение максимальной начальной частотной расстройки для бесфильтровой (описывается дифференциальным уравнением 1-го порядка) системы ФАПЧ (100 кГц) в 70 раз (теоретически этот выигрыш бесконечен в силу астатического характера аналоговой ветви управления частотой ПГ в исследуемом устройстве). Это свидетельствует о значительном расширении полосы захвата устройства по сравнению с широко применяемыми безфильтровыми структурами синхронизации. Кроме того, как следует из рис.4а, время синхронизации по частоте составляет порядка 8 мкс и сравнимо со временем установления синхронизации по фазе, что подтверждает утверждение о минимизации времени вхождения в синхронный режим работы устройства при больших значениях начальной частотной расстройки. Длительность процесса синхронизации по частоте в данном случае оказалась меньше длительности одного символа информационной последовательности.

В таблице 1 представлены полученные при программном моделировании данные о времени синхронизации модулятора по частоте  $T_{\text{син}}$  при различных значениях начального частотного рассогласования  $\Delta F$ .

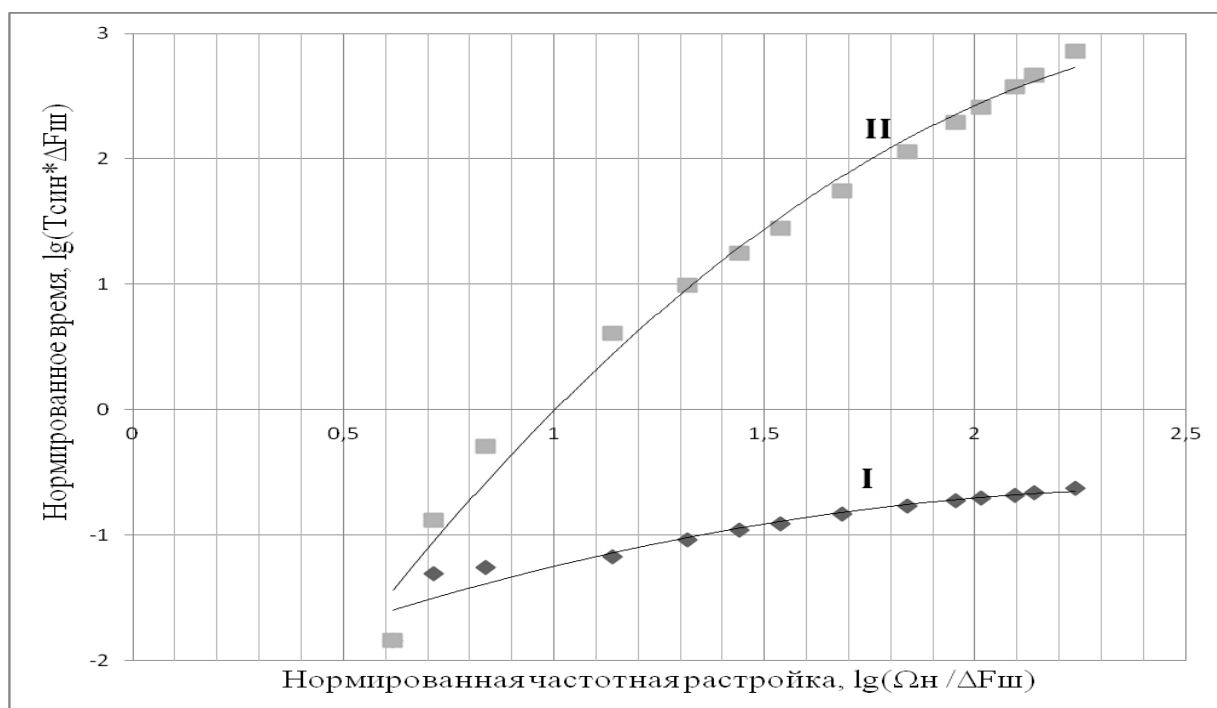
**Таблица 1**

$T_{\text{син}}$	2.3мкс	3.14мкс	3.75мкс	4.27мкс	5.03мкс	5.85мкс	6.5мкс	6.85мкс	7.2мкс
$\Delta F$	400кГц	600кГц	800кГц	1МГц	1.4МГц	2МГц	2.6МГц	3МГц	3.6МГц
$T_{\text{син}}$	7.54мкс	8.08мкс	8.54мкс	8.92мкс	9.25мкс	9.55мкс	9.8мкс	10мкс	11.5мкс
$\Delta F$	4МГц	5МГц	6МГц	7МГц	8МГц	9МГц	10МГц	11МГц	20МГц

На рис. 6 представлены полученные в ходе имитационного моделирования зависимости I и II времени синхронизации по частоте от начальной частотной расстройки соответственно для разработанной структуры квазикогерентного модулятора QPSK (рис.1) и для формирователя QPSK сигналов, основанного на традиционной астатической (описывается дифференциальным уравнением 2-го порядка) системе ФАПЧ (без цифровой петли управления частотой ПГ). На графиках проведена нормировка осей координат к эквивалентной шумовой полосе систем ( $\Delta F_{\text{ш}}$ ), что позволяет провести сравнение при одинаковых фильтрующих свойствах систем в режиме слежения. Напомним, что понятие эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{\text{ш}}$  [2] определяется и характеризует фильтрующие свойства исследуемых систем только в синхронном режиме работы. Из рис.6 видно, что при изменении начальной частотной расстройки в широких пределах время синхронизации по частоте для раз-

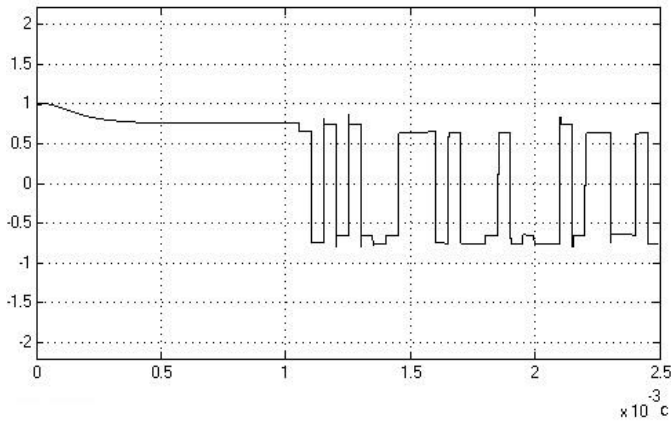


работанного устройства меняется относительно незначительно. Представленные результаты свидетельствуют о минимизации времени вхождения в синхронный режим работы разработанного устройства в широком диапазоне значений начальных частотных расстройек. При этом для астатической структуры наблюдается значительный (на 4 порядка) рост времени синхронизации при увеличении частотной расстройки. Подчеркнем, что астатическая система теоретически имеет бесконечную полосу захвата, но при этом время синхронизации нарастает также бесконечно. Из полученных результатов исследований следует, что разработанная система существенно превосходит традиционную астатическую структуру в быстродействии при вхождении в синхронный режим работы, сохраняя при этом широкий диапазон допустимых начальных частотных расстройек.

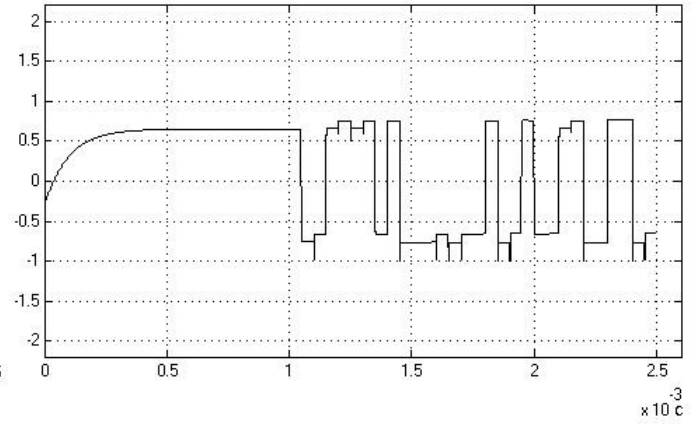


**Рис. 6.** Зависимости времени синхронизации от начальной частотной расстройки для сравниваемых структур квазикогерентных модуляторов QPSK.

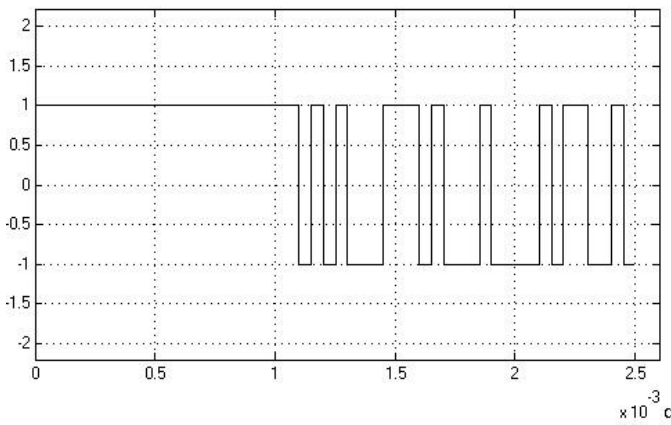
На рис. 7 и 8 приведены результаты работы устройства в режиме синхронной работы в отсутствии (рис.7) и при наличии (рис. 8) дестабилизирующих петлевого усиление аналоговой ветви управления устройства факторов.



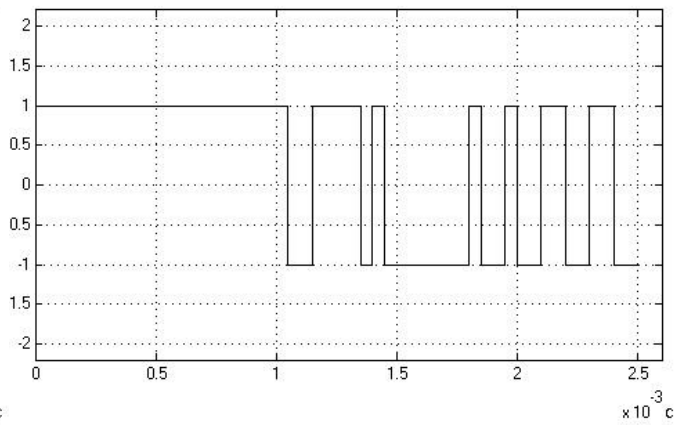
а)



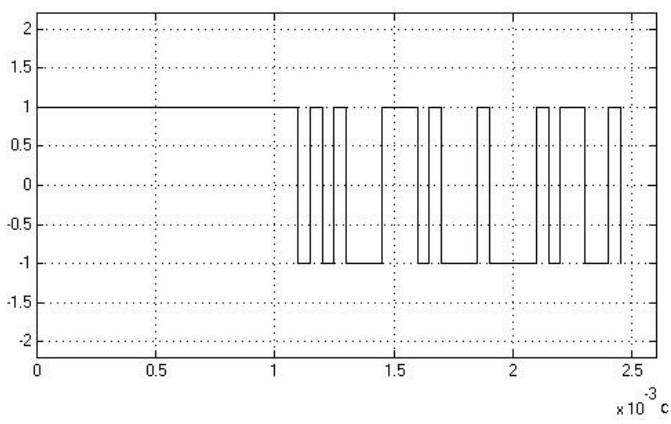
б)



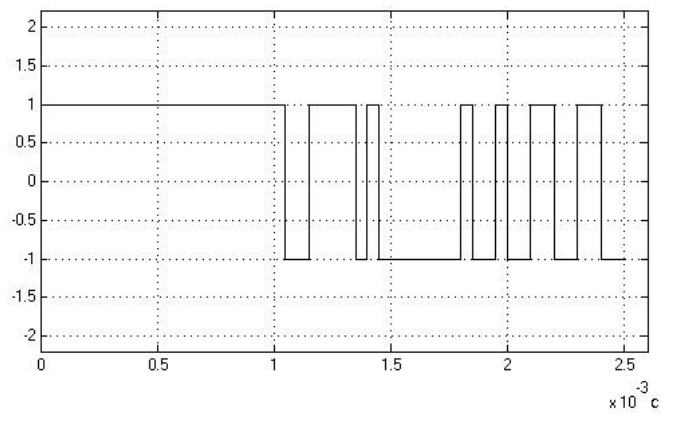
в)



г)



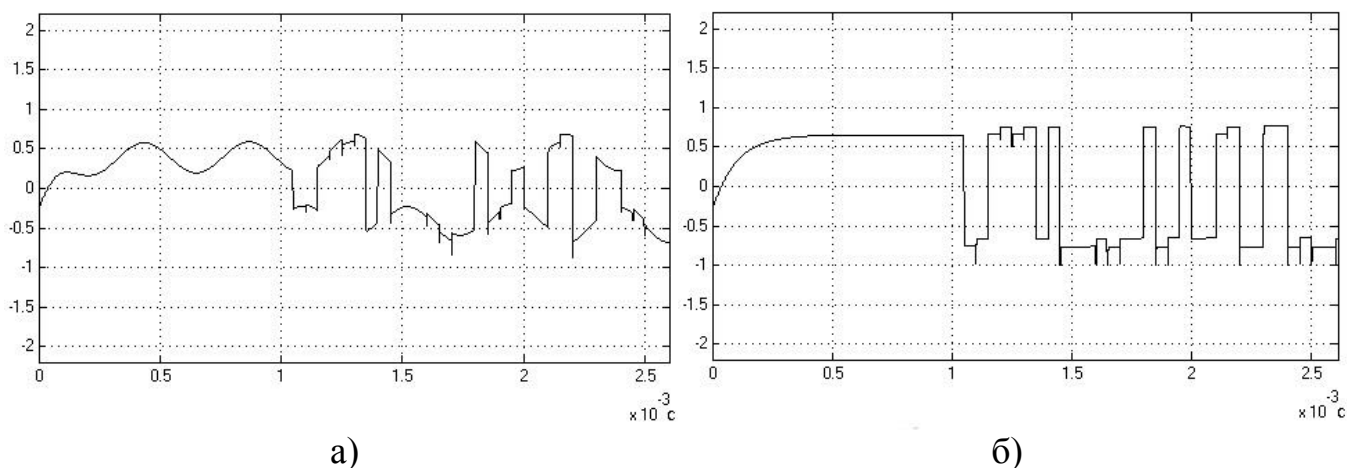
д)



е)

**Рис. 7.** Эпюры внутренних сигналов модулятора: а) выходной сигнал СД; б) выходной сигнал ФД; в) выходной сигнал ПУ<sub>1</sub>; г) выходной сигнал ПУ<sub>2</sub>; д) модулирующая последовательность  $\alpha = \pm 1$ ; е) модулирующая последовательность  $\beta = \pm 1$ .

На рис. 8 представлены сигналы до (рис.8а) и после (рис.8б) стабилизации коэффициента петлевого усиления. Благодаря стабилизации обеспечивается постоянство значения коэффициента петлевого усиления аналоговой ветви управления частотой ПГ, и, соответственно, стабилизация времени установления синхронизации модулятора по фазе.



**Рис. 8.** Эпюры внутренних сигналов модулятора: а) выходной сигнал ФД; б) выходной сигнал нормирующего перемножителя.

Из представленных эпюр видно, что и при наличии дестабилизирующих факторов исследуемый квазикогерентный модулятор также успешно осуществляет вхождение в синхронный режим работы и последующую манипуляцию фазы подстраиваемого генератора.

## Выводы

В работе представлены результаты разработки инновационной структуры квазикогерентного модулятора сигналов квадратурной фазовой манипуляции (QPSK). Исследования на программной модели устройства подтвердило корректность функционирования предложенной структуры и наличие у квазикогерентного модулятора заявленных характеристик. В частности, полученные результаты свидетельствуют о наличии у разработанного устройства существенного расширения полос захвата и удержания синхронного режима работы при фиксированной эквивалентной шумовой полосе. Моделирование также показало, что модулятор обладает высокой скоростью вхождения в синхронный режим работы по частоте при значительных начальных частотных рассогласованиях. По результатам проведенного исследования время синхронизации по частоте минимизировано (меняется в незначительных пределах) для весьма существенного диапазона начальных расстройек по частоте, ограниченного при фиксированном значении  $\Delta F_{ш}$  только разрядностью и быстродействием применяемой программируемой элементной базы.

### **Библиографический список**

1. Мартиросов В.Е. Статистический синтез оптимальных алгоритмов формирования высокостабильных модулированных колебаний // Электросвязь. 1995. №10. С.33-36.
2. Мартиросов В.Е. Оптимальный прием дискретных сигналов ЦСПИ. - М.: Радиотехника, 2010. – 208 с.

3. Мартиросов В.Е. Модулятор сигналов двукратной фазовой телеграфии; патент SU № 1390811 А1. Бюлл. № 15 от 23.04.1988.
4. Gardner F. M. Phaselock Techniques, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey 2005, 425 p.
5. Egan F.W. Phase-Lock Basics, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey 2007, 441 p.
6. Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Программная реализация квазикогерентного демодулятора сигнала манипуляции минимального сдвига. // Вестник Московского авиационного института. 2013. Т. 20. №5. С.134 - 148.