

УДК 621.372.553

Фазовая автоподстройка приемных каналов систем спутниковой связи

Кузьмин Р.Э.

*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия
e-mail: kaesoron.1@mail.ru*

Аннотация

Системы фазовой автоподстройки (ФАП) могут стать серьезным шагом в цифровой обработке как принимаемых, так и передаваемых радиосигналов. Кольца ФАП, построенные на современных микропроцессорах или программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) в составе цифровых блоков малоэлементных ФАР (фазированных антенных решеток), позволят повысить точность фазирования, заменив традиционные фазовращатели. Такие системы могут применяться в метровом, дециметровом и части сантиметрового диапазона длин волн.

Ключевые слова: фазовая автоподстройка, фазированная антенная решетка, квадратура, фазовый детектор.

1. Введение

В современных системах подвижной спутниковой связи абонентский терминал представляет собой приемо-передатчик, который при помощи компьютера может работать с речевым трафиком, а также с трафиком данных. Однако используемая модель абонентского терминала работает в штатном режиме при отношении сигнал/шум (ОСШ) равным 13 дБ. При модуляции GMSK (гауссова манипуляция с минимальным частотным сдвигом) от этого отношения зависит скорость передачи информации. При ОСШ равным 13дБ терминал может принимать сигналы на скорости до 59 кбит/с, однако при изменении помеховой обстановки или в связи с взаимным движением друг относительно друга абонента и спутникового ретранслятора, ОСШ может ухудшиться, что приведет к ухудшению качества принимаемого сигнала, или сделает невозможным корректную демодуляцию.

Задача увеличения уровня сигнала может быть решена в абонентском терминале с несколькими приемными каналами от нескольких антенн, однако в такой системе сразу возникает задача когерентного сложения сигналов. Фазовая стабилизация каналов в антенных решетках осуществляется при помощи цифровых дискретных фазовращателей, с поворотом фазы на фиксированную величину. При необходимости плавной перестройки фазы в фидерном тракте придется прибегать к сложной системе фазовращателей с адаптивным алгоритмом управления [4]. Альтернативой фазовращателю может быть кольцо фазовой автоподстройки (ФАП), которое синхронизирует опорный сигнал одного приемного канала с результирующим колебательным процессом на выходе другого канала с помощью цепи обратной связи.

2. Кольца ФАПЧ

В радиотехнике широко распространены две системы автоподстройки частоты: частотная (ЧАП) и фазовая (ФАПЧ). Различие систем состоит в том, что в ЧАП сигнал ошибки связан с разностью частот эталонного и подстраиваемого генераторов, а в системе ФАПЧ с разностью их фаз. Поэтому в системе ФАПЧ в стационарном режиме поддерживается разность фаз, а не частот, как в системе ЧАП. Эта особенность расширяет возможности применения системы ФАПЧ.

Известны различные модификации системы ФАПЧ: однопетлевые и многопетлевые, с простым и комбинированным управлением и т.д. В данной статье будет использоваться стандартная однопетлевая система ФАПЧ. По своей структуре она представляет собой следящую систему автоматического регулирования с одним «входом», одним «выходом», и однопетлевой обратной связью. Объектом регулирования здесь является подстраиваемый генератор (ПГ), причём сигнал управления воздействует только на частоту (или фазу) его автоколебаний [1]. Математическая модель такой системы ФАПЧ может быть записана в операторной форме [2] [3].

Принцип работы кольца ФАПЧ, можно описать следующим образом. Периодические колебания, с выхода генератора с текущей фазой φ_1 сравниваются в фазовом детекторе (ФД) с колебаниями опорного сигнала с текущей фазой φ_0 . Результатом сравнения на выходе ФД является сигнал, зависящий от разности фаз $\Delta\varphi = \varphi_0 - \varphi_1$, который после прохождения фильтра подается на управляющий элемент. Управляющий элемент изменяет частоту генератора в сторону уменьшения фазового рассогласования $\Delta\varphi$.

$$\frac{p\varphi}{\Omega} + K(p) * F(\varphi) = \gamma, \quad (1)$$

где $p - d/dt$;

Ω – максимальная расстройка по частоте, которую может скомпенсировать цепь управления, рад/с;

$$\gamma = \frac{1}{1+j(\Omega_n/\Omega)}$$

Ω_n – начальная частотная расстройка колебаний, рад/с;

$K(p)$ – коэффициент передачи фильтра в операторной форме;

$F(\varphi)$ – нормированная характеристика фазового детектора.

Нелинейные свойства уравнения определяются нелинейной характеристикой фазового детектора, а инерционные зависят от фильтра в цепи управления. В зависимости от типа используемого фильтра из исходного уравнения могут быть получены различные математические модели. Функциональная схема кольца автоподстройки, описанная в (1) приведена на рисунке 1; для увеличения динамического диапазона кольца в его состав введён усилитель постоянного тока ($K_{упт}$).

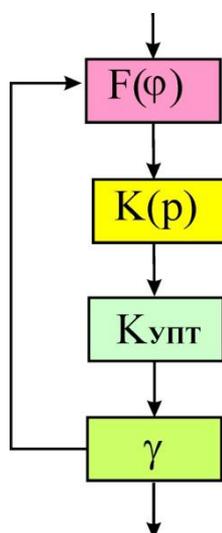


Рисунок 1 – Типовое кольцо ФАПЧ

В системе ФАП имеется петлевой фильтр (ПФ) выполненный как фильтр нижних частот (ФНЧ). Основной задачей ПФ является улучшенная фильтрация по частоте в полосе удержания синхронного режима. Существуют варианты ФАП без ПФ, они отличаются меньшим временем вхождения в синхронный режим, однако точность подстройки фазы в таких кольцах ниже. Полоса частот, в которой кольцо, изначально находясь в режиме биений, может войти в синхронный режим, называется полосой захвата синхронного режима. Полоса частот, в которой кольцо ФАП при изменении параметров входного сигнала сохраняет синхронный режим работы, называется полосой удержания.

3. Фазовая автоподстройка приемных каналов систем спутниковой связи

Приемная система спутниковой связи, состоящая из двух каналов, использующая фазовую автоподстройку на базе кольца ФАП второго порядка изображена на рисунке 2.

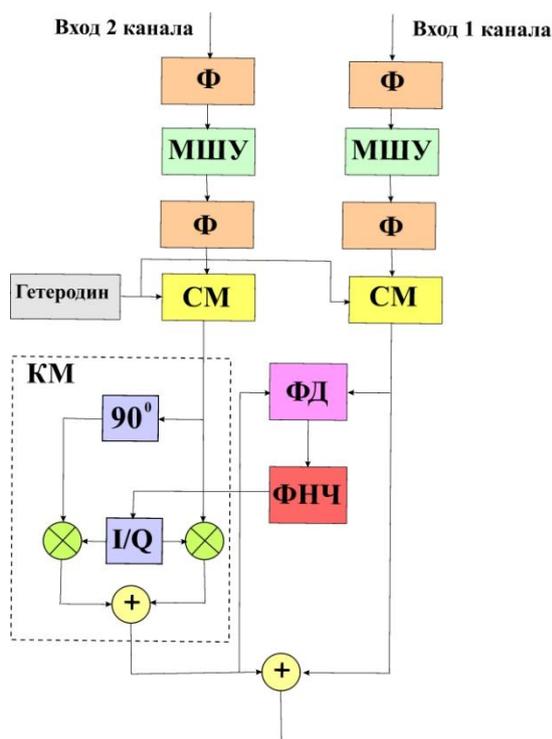


Рисунок 2 – Схема фазовой автоподстройки двух каналов

Часть сигнала со входа 1 канала, принимаемая за опорное колебание, поступает на один вход ФД. Сигнал с входа 2 приходит на ФД после обработки в квадратурном модуляторе (КМ), где осуществляется подстройка фазы регулируемого сигнала в этом канале. Управляющим элементом квадратурного модулятора является формирователь квадратурной огибающей (I/Q), на который поступает сигнал ошибки с выхода ФД отфильтрованный ФНЧ.

Колебания на входах соответствующих каналов можно записать, как

$$S_1(t) = U \cos(\omega_c t + \varphi_1), \quad (2)$$

где $S_1(t)$ – опорный сигнал в канале 1; φ_1 – фаза опорного сигнала, рад; ω_c – круговая частота сигнала, рад/с.

$$S_2(t) = U \cos(\omega_c t + \varphi_1 - \Delta\phi_{\text{ш}}), \quad (3)$$

где $S_2(t)$ – сигнал в канале 2; $\Delta\phi_{\text{ш}}$ – фазовая ошибка, рад.

Перед подачей на вход фазового детектора колебание с опорной фазой задерживается системой на 90° , чтобы сформировать несимметричную дискриминационную характеристику. Сигнал на выходе ФД будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned} S_d(t) &= U \sin(\omega_c t + \varphi_1) \times \cos(\omega_c t + \varphi_{\text{км}}) \\ &= \frac{U}{2} (\sin(2\omega_c t + \varphi_1 + \varphi_{\text{км}}) + \sin(\varphi_1 - \varphi_{\text{км}})), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\varphi_{\text{км}}$ – управляемая сигналом ФД фаза сигнала КМ, рад;

Высокочастотная составляющая сигнала ошибки отфильтруется в ФНЧ, тогда на входах сумматора КМ сформируются два сигнала:

$$S_{\text{msin}}(t) = U \sin(\omega_c t + \varphi_1 - \Delta\phi_{\text{ш}}) \times \sin(\varphi_1 - \varphi_{\text{км}}) = \quad (5)$$

$$\frac{U}{2} (\cos(\omega_c t + \varphi_{\text{км}} - \Delta\phi_{\text{ш}}) - \cos(\omega_c t + 2\varphi_1 - \varphi_{\text{км}} - \Delta\phi_{\text{ш}})).$$

$$S_{\text{mcos}}(t) = U \cos(\omega_c t + \varphi_1 - \Delta\phi_{\text{ш}}) \times \cos(\varphi_1 - \varphi_{\text{км}}) = \quad (6)$$

$$\frac{U}{2} (\cos(\omega_c t + \varphi_{\text{км}} - \Delta\phi_{\text{ш}}) + \cos(\omega_c t + 2\varphi_1 - \varphi_{\text{км}} - \Delta\phi_{\text{ш}})).$$

На выходе квадратурного модулятора будет сигнал равный сумме сигналов (5) и (6).

$$S_{\text{км}}(t) = U \cos(\omega_c t + \varphi_{\text{км}} - \Delta\phi_{\text{ш}}). \quad (7)$$

В связи со свойствами кольца ФАП фаза этого сигнала $\varphi_{\text{км}} - \Delta\phi_{\text{ш}}$ через некоторое время, называемое временем вхождения в синхронный режим, станет равной фазе сигнала опорного канала φ_1 с ошибкой $\Delta\phi_{\text{фап}}$. Мощность сигнала после сложения колебаний двух каналов увеличивается в два раза, а мощность шумового воздействия, в связи с независимостью шумов на входе каждого из трактов, останется неизменной или даже несколько снизится, что увеличит минимум в два раза отношение сигнал/шум на выходе системы.

4. Моделирование схемы фазовой автоподстройки в Matlab Simulink

Проведено имитационное моделирование системы фазовой автоподстройки двух каналов, имеющих начальную фиксированную расстройку по фазе и независимость аддитивных шумовых воздействий в каждом канале, при этом «Канал 1» выбран опорным (рисунок 3). На выходе фазового детектора формируется сигнал пропорциональный разности фаз опорного и подстраиваемого канала «Канал 2». В состав модели входят ФНЧ и усилитель постоянного тока (УПТ). Сложение

выходного колебания квадратурного модулятора и колебаний из «Канала 1» происходит в блоке «Add».

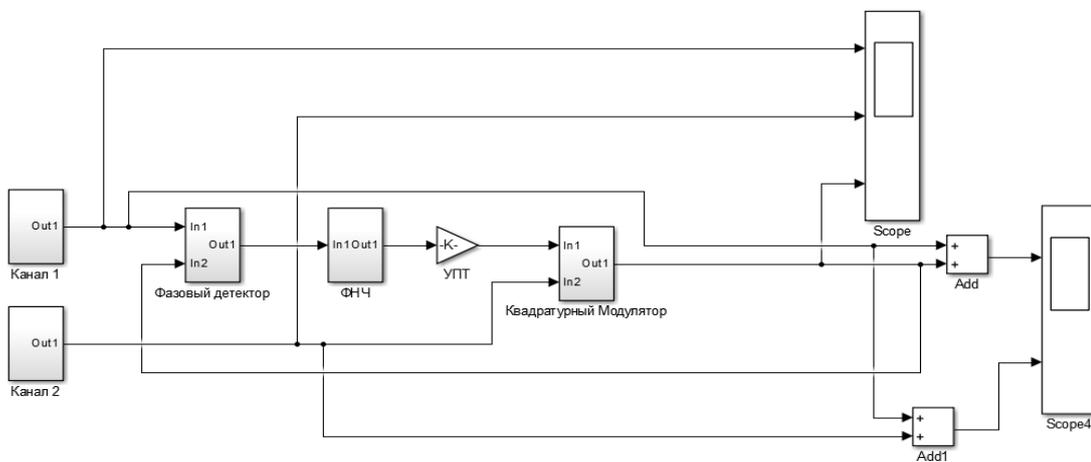


Рисунок 3 – Имитационная модель системы фазирования каналов

Эпюры опорного колебания изображены на графике «А» рисунка 4.

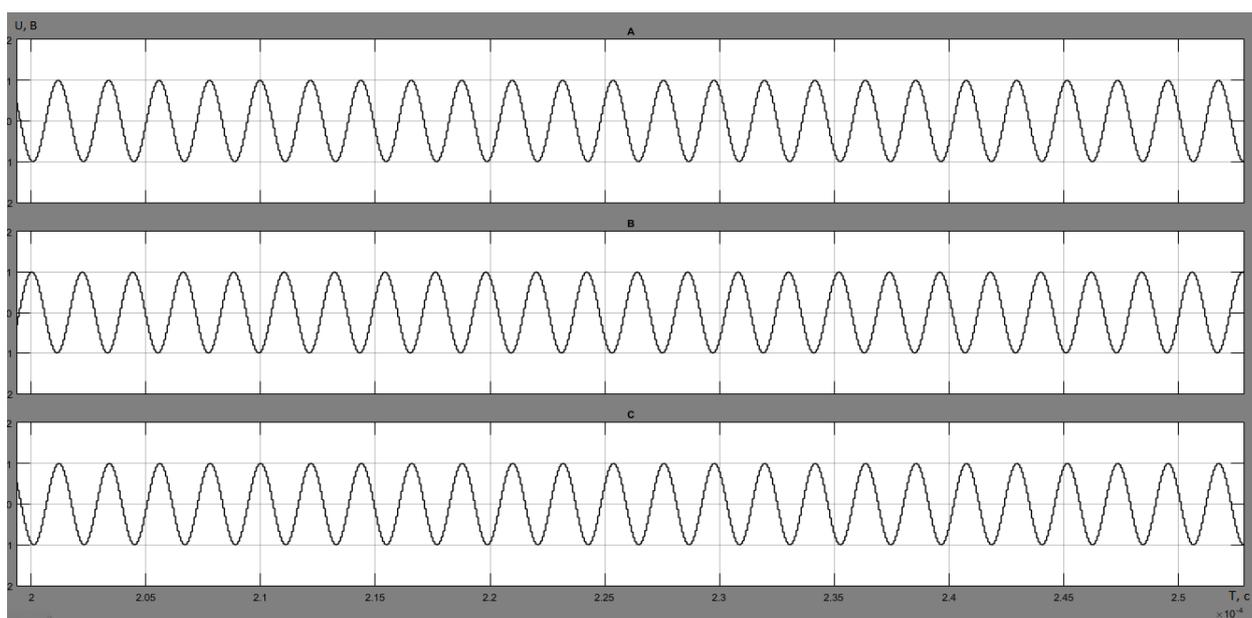


Рисунок 4 – Эпюры напряжений в системе фазовой автоподстройки каналов.

На графике «В» – эпюры колебания, приходящего на вход «In2» квадратурного модулятора; Фаза этого колебания отличается на 3 радиана от фазы опорного канала (график «А»). На графике «С» изображен косинус на выходе квадратурного модулятора. На графике «С» видно, что фаза пришедшего на

квадратурный модулятор косинуса, стала повторять с определенной точностью фазу косинуса в канале принятом за эталонный.

На рисунке 5 приведены эпюры напряжения аналогичные рисунку 4, с отношением сигнал/шум на входе системы равным 5 децибелам.

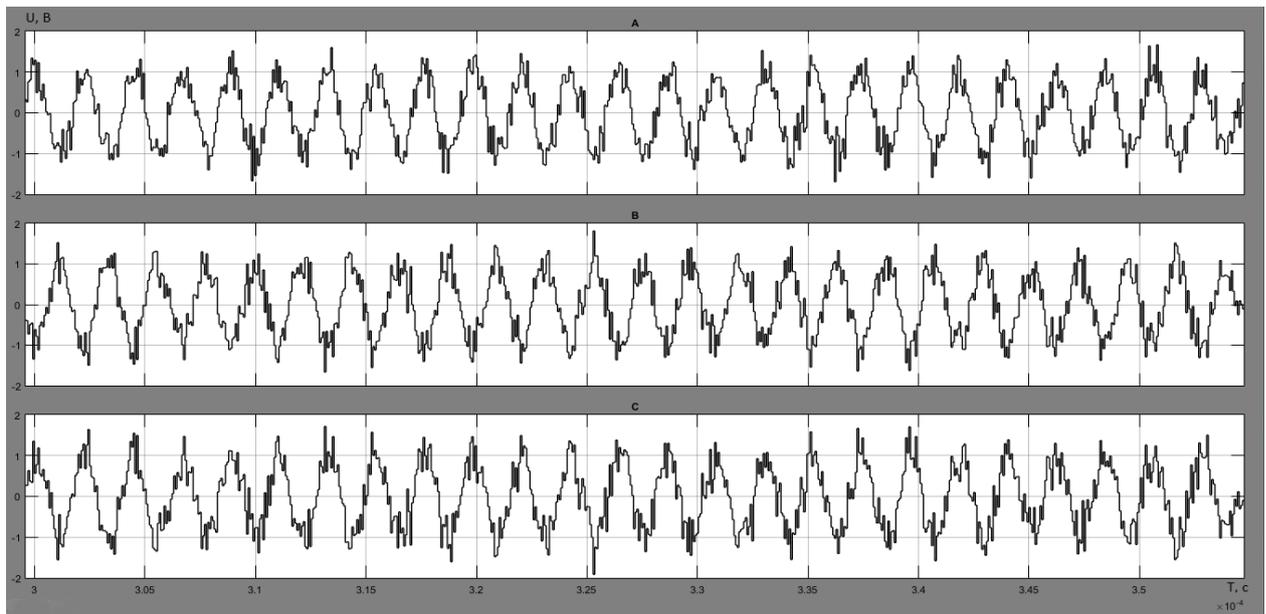


Рисунок 5 - Эпюры напряжений в системе фазовой автоподстройки с шумом

После синхронизации фаз в каждом из каналов сигналы из эталонного и подстраиваемого каналов складываются перед демодуляцией. Сложение сигналов благодаря случайному характеру шума в каждом из каналов, позволит улучшить отношение сигнал/шум на входе демодулятора, тем самым снизив вероятность ошибки.

На основании проведенных исследований имитационной модели кольца ФАП и имитационной модели схемы на ее основе, можно сделать вывод о том, что кольцо при относительной стабильности частоты входного сигнала может достаточно точно следить за его фазой. Возможно создать диаграммообразующую структуру (ДОС) на

основе колец ФАП. Такая ДОС будет состоять из N вибраторов разнесенных на некоторое расстояние, каждый вибратор будет связан со своим линейным трактом приемо-передатчика. Один из вибраторов будет выбираться в качестве опорного, после чего фазовый набег сигналов, обусловленный разностью хода лучей до каждого из вибраторов системы, пришедших на другие вибраторы, будет подстраиваться под фазовый набег в канале, выбранном основным. Для этого будут использоваться кольца ФАП, которые будут подстраиваться под разность фаз сигналов пришедших на основной и не основной канал, после чего фаза сигнала будет поворачиваться на эту разность. Синфазные после поворота фазы сигналы будут складываться перед подачей на демодулятор, тем самым увеличивая отношение сигнал/шум на входе демодулятора. Также возможно использовать в качестве эталона сигнал с «чистой» промежуточной частотой без начального фазового набега и какой-либо информации. Такой сигнал будет формироваться самим приемным устройством. При таком варианте синхронизации начальная фаза каждого сигнала, пришедшего на элементы антенной системы будет подстраиваться под начальную фазу сформированного приемником сигнала, без шумов, благодаря свойствам кольца ФАП система сможет подстроиться не только фазу входного сигнала под фазу сигнала эталонной частоты, но и нейтрализовать доплеровское смещение несущей частоты, и смещения обусловленные нестабильностями вносимыми в сигнал на всем пути его формирования, преобразования и передачи.

В ходе исследования модели была проведена качественная оценка сложения сигналов взятых в двух каналах, разность фаз между ними на момент подачи в систему синхронизации составляла 3 радиан. Для оценки эффективности работы

системы, было проведено сложение сигналов перед подачей подстраиваемого сигнала в систему и после согласования начальной фазы обрабатываемого сигнала, с фазой опорного сигнала.

На рисунке 6 показан результат сложения опорного и подстраиваемого сигналов до и после синхронизации их фаз. На осциллограмме А представлена сумма совпадающих по фазе сигналов, на осциллограмме В сумма сигналов имеющих начальную разность фаз, отношение сигнал/шум в канале составляет 5дБ.

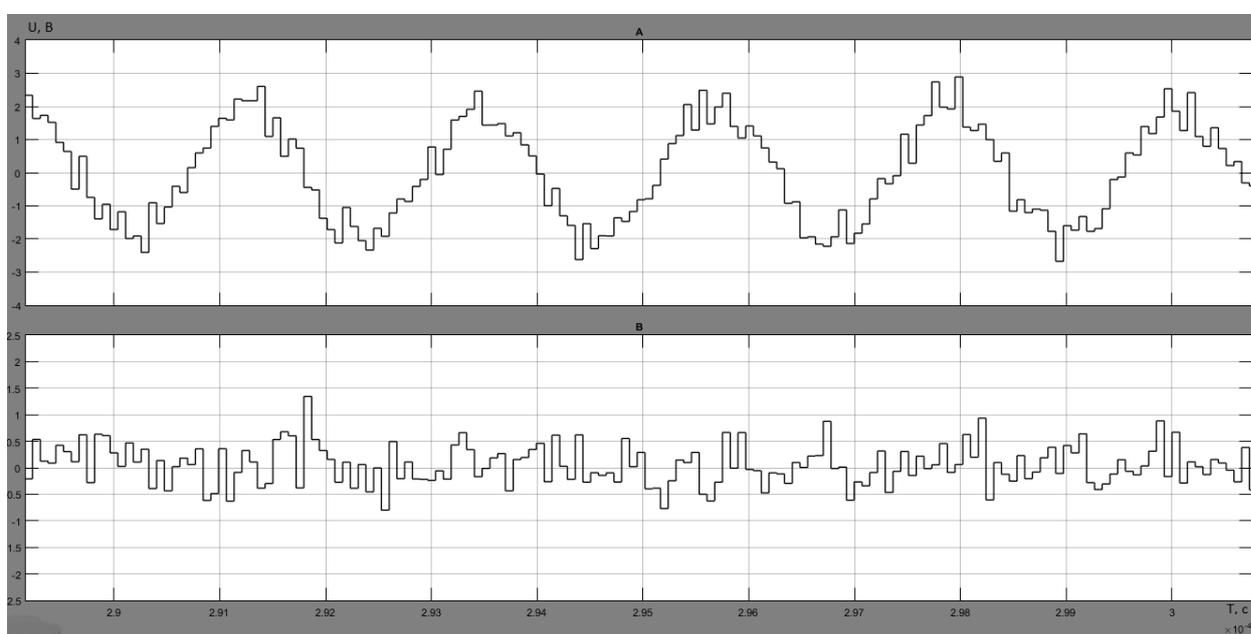


Рисунок 6 – сложение синхронизированных по фазе сигналов на выходе системы

В ходе работы с имитационной моделью было выявлено, что наибольшее влияние на время вхождения системы в синхронный режим оказывает ширина полосы пропускания ФНЧ. В качестве этого фильтра был взят фильтр Чебышева второго рода. На рисунке 7 приведён график зависимости времени синхронизации сигналов $T_{ср}$ от ширины полосы пропускания фильтра $\Delta f_{пиф}$. Для оценки времени вхождения в синхронный режим применялся сигнал со ступенчато-изменяющейся частотой. Признаком окончания процесса служило достижение 90% синхронности

входного и опорного колебаний. Для чего осуществлялось наблюдение за управляющим сигналом системы, повторяющим сигнал управляющий параметрами входного колебания.

Так как в имитационной модели используются идеализированные представления отдельных блоков, то ошибки, связанные с обработкой сигнала и в частности с фазовыми шумами в системе отсутствуют

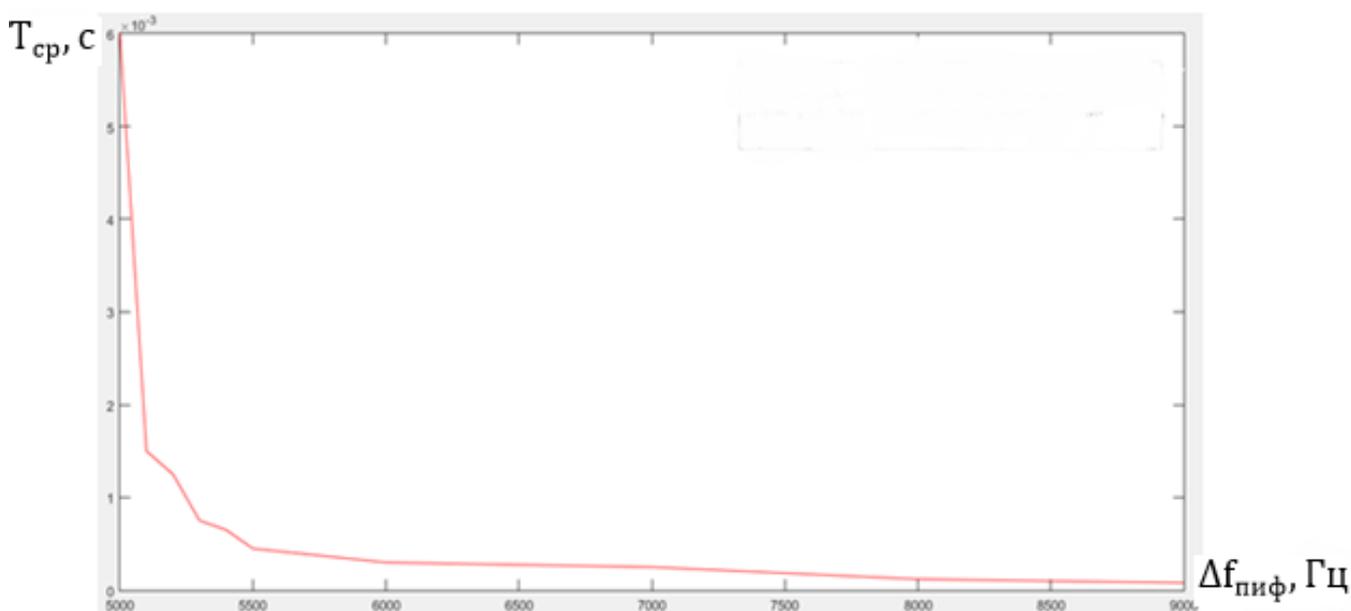


Рисунок 7 – Время вхождения в синхронный режим

Известно, что кольцо ФАП используется в качестве фильтра, подавляющего фазовые шумы [5], однако все его элементы сами вносят определенный вклад в уровень выходных шумов. Для учета влияния шума на точность фазовой подстройки в ходе исследований была специально введена случайная ошибка, путём ухудшения отношения сигнал/шум (SNR) на входе кольца ФАП. Зависимость дисперсии ошибки слежения за фазой $\sigma_{фэ}^2$, обусловленной шумовым воздействием на входной сигнал, от SNR представлена на рисунке 8.

Для расчёта фазовой ошибки использовался косвенный метод, основанный на анализе управляющего сигнала кольца ФАП. Зависимость, изображенная на рисунке, показывает, что с уменьшением отношения сигнал/шум (SNR) происходит ухудшение качества фазовой синхронизации.

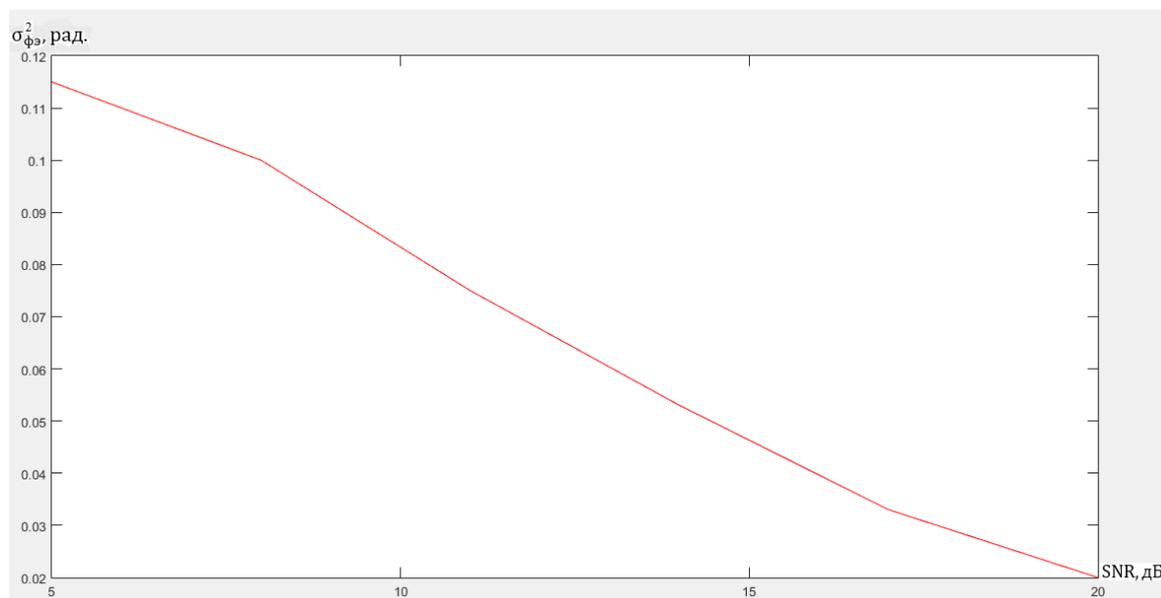


Рисунок 8 – Ошибка слежения за фазой

При этом система продолжает работать, хоть и со сниженной точностью. Например, при отношении сигнал/шум всего в 5 децибел ошибка фазовой синхронизации не превышает 0.12 радиан. Сложение колебаний при таком уровне ошибки фазовой синхронизации не окажет серьёзного влияния на мощность результирующего сигнала.

5. Заключение

Фазовая автоподстройка может осуществлять синхронизацию фаз принимаемых сигналов в антенных решетках систем подвижной спутниковой связи. Тогда абонентский терминал сможет принимать сигналы несколькими антеннами

без использования фазовращателей и, при необходимости, осуществлять первоначальную настройку абонентской антенной системы на источник сигнала.

Построена имитационная модель из двух приемных каналов системы спутниковой связи с фазовой автоподстройкой; показано, что система позволяет повышать уровень выходного полезного сигнала на выходе за счет использования кольца ФАП. Исследовано влияние полосы ФНЧ на быстродействие системы, а также получены зависимости фазовой ошибки от отношения сигнал/шум в каналах. Данная система может выступать аналогом фазовращателей в диапазоне 0.3 – 4 ГГц [6, 7], для систем не требующих высокого коэффициента усиления антенны. Также система проще в изготовлении монтаже и эксплуатации, чем современные антенные решетки [8 – 20], за счёт того, что омни-антенны из которых состоит сама антенная система не нуждаются в первоначальной настройке и калибровке.

Возможности такой системы не ограничиваются только работой в приёмном тракте, при наличии системы ФАП во время сеанса связи можно формировать узкий луч в режиме передачи.

Библиографический список

1. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972. – 447 с.
2. Мартиросов В.Е. Оптимальный прием дискретных сигналов ЦСПИ. - М.: Радиотехника, 2010. – 208 с.

3. Мартиросов В.Е., Алексеев Г.А. Программная реализация системы фазовой автоподстройки частоты // Труды МАИ. 2013. № 71. URL: <https://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=47082>
4. Воскресенский Д.И., Канащенков А.П. Активные фазированные антенные решетки. - М.: Радиотехника, 2004. - 488 с.
5. Добычина Е.М. Фазовые шумы синтезаторов частот // Вестник Московского авиационного института. 2009. Т.16. № 3. С. 69 – 76.
6. Pei-Ling Chi, Chia-Ling Huang. Reconfigurable 1.5–2.5-GHz phase shifter with 360 relative phase-shift range and reduced insertion-loss variation // IEEE MTT- S, International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, 4-9 June 2017, pp. 897 – 899.
7. Li Wenyuan, Wang Wan, Chen Yang. A 0.5–3GHz true-time-delay phase shifter for multi-antenna systems // IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference, (IAEAC), Chongqing, 25.03 - 26.03, 2017, pp. 506 – 509.
8. Mircea Dragoman, Martino Aldrigo, Gina Adam. Phased antenna arrays based on non-volatile resistive switches // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2017, vol. 11, issue 8, pp. 1169 – 1173.
9. Ya-Qing Wen, Bing-Zhong Wang, Xiao Ding. Wide-beam circularity polarized microstrip magnetic-electric dipole antenna for wide angel scanning phased array // IEEE Antennas and wireless propagation letters, 2017, vol. 16, pp. 428 – 431.
10. Pandhare R.A., Zade P.L., Abegaonkar M.P. Beam-steering in microstrip patch antenna array using DGS based phaseshifters at 5.2 GHz 2015 // International conference on information processing (ICIP), 2015, pp. 239 - 243.

11. Hidayat R., Rushedra., Ellisa Agustina. Digital beamforming of smart antenna in millimeter wave communications // International Conference on broadband communications, wireless sensors and powering (BCWSP), 2017, pp. 1 – 5.
12. Gerhard F. Hamberger, Uwe Siart, Thomas F. Fibert. A dual-linearly polarized receive antenna array for digital beamforming in automotive use // IEEE Asia Pacific microwave conference (APMC), 2017, pp. 17 - 20.
13. Narbudowicz A., Ammann M.J., Plotka M., Kulas L., Nyka K., Rzymowski M. Compact antenna for digital beamforming with software define radios // International symposium on antennas and propagation (ISAP), 2017, Phuket, Thailand, doi: [10.1109/ISANP.2017.8228737](https://doi.org/10.1109/ISANP.2017.8228737)
14. Pratomsiri T., Janpugdee P., Flexible printed antenna for digital TV reception // International symposium on antennas and propagation (ISAP), 2017, pp. 1 - 2.
15. Li A., Masouros C., Sellathurai M., Analog-digital beamforming in the MU-MISO downlink by use of tunable antenna loads // IEEE transaction on Vehicular technology, 2018, vol. 67, Issue 4, pp. 3114 – 3129.
16. Dinis D.C., Oliveira A.S.R., Vieira J. All-digital transmitter based antenna array with reduced hardware complexity // IEEE MTT – S International microwave symposium (IMS), 2017, pp. 153 – 156.
17. Haroun M.H., Ayad H., Jomaa J., Fadlallah M., Jomaa K., Fabres M.C., Bataller M.F. Sampled antenna array digital beamforming for LTE-advanced // International conference on High performance computing and simulation (HPCS), 2017, pp. 282 – 287
18. Chiou Shiue-Chen, Lin Yu-Ming, Tai Tzu-Chun, Chen Yung-Wei, Hung Cheng-Yuan, Wu Hung-Wei, Chang Shoou-Jin, Wang Yeong-Her, Su Yan-Kuin. Hight

efficiency transparent digital television antenna based on nano structured thin film coating technology // International conference on Applied system innovation (ICASI), 2017, pp. 500 – 502.

19. Jagadesh T., Sheela Rani B. Actualization of a phased array antenna utilizing digital beamforming // International conference on control instrumentation and computational technologies (ICCICCT), 2016, pp. 111 – 116.

20. Khedekar S., Mukhopadhyay M. Digital beamforming to reduce antenna side lobes and minimize DOA error // International conference on signal processing communication, power and embedded systems (SCOPE), 2016, pp. 1578 – 1583.