

УДК 621.373.9

ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБА УВЕЛИЧЕНИЯ ПОЛОСЫ ЗАХВАТА РЕЛЕЙНОЙ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

С. И. Холопов, к.т.н., доцент, заведующий кафедрой АСУ РГРТУ; holopov.s.i@rsreu.ru

Рассматривается способ расширения полосы захвата релейной астатической системы фазовой синхронизации (СФС), использующей в качестве устройства анализа фазового рассогласования опорного и подстраиваемого колебаний логический фазовый дискриминатор. Сущность метода состоит в вариации формы дискриминационной характеристики фазового дискриминатора за счет медленного периодического изменения формы колебания, формируемого подстраиваемым генератором СФС. Целью работы является рассмотрение способа построения релейной астатической СФС с логическим фазовым дискриминатором, обеспечивающей полосу захвата системы, равную полосе удержания, и выполнение анализа параметров системы, при которых это реализуется. Выведены формулы, позволяющие определить условия, при которых в системе обеспечивается полоса захвата, равная полосе удержания. Приведены оценки параметров узлов СФС, выполняющих вариацию формы подстраиваемого колебания в соответствии с требованиями, определяемыми способом.

Ключевые слова: система фазовой синхронизации, полоса захвата, релейная астатическая система фазовой синхронизации, дискриминационная характеристика, логический фазовый дискриминатор.

DOI: 10.21667/1995-4565-2016-57-3-9-15

Введение

Релейные астатические системы фазовой синхронизации [1, 2], использующие в качестве устройства анализа фазового рассогласования колебаний логические фазовые дискриминаторы (ЛФД), обеспечивают высокую точность синхронизации опорного и подстраиваемого колебаний. При этом в стационарном режиме работы в них реализуется совпадение во времени одноименных фронтов колебаний. Однако совпадение фаз (синфазность) колебаний выполняется в среднем. Мгновенные же значения разности фаз φ изменяются относительно среднего значения в ограниченном диапазоне, величина которого определяется параметрами фильтрующего звена кольца фазовой автоподстройки. Такой установившийся режим работы СФС называют режимом квазисинхронизма. В режиме квазисинхронизма фронт подстраиваемого колебания имеет незначительное «дрожание» (джиттер) относительно фронта опорного колебания. Для того чтобы вариация разности фаз не оказывала существенного влияния на точность подстройки, диапазон изменения φ следует сделать достаточно узким. В [3] показано, что амплитуда джиттера может составлять величину $\varphi = 2\pi \cdot 10^{-4}$ радиан. Вместе с тем, при обеспечении малого значения амплитуды джиттера система имеет достаточно узкую полосу захвата.

Постановка задачи

Логические фазовые дискриминаторы [4, 5], используемые в СФС, обладают дискриминационными характеристиками (ДХ) релейного вида без сдвига нуля [6]. На входы ЛФД подаются колебания прямоугольной формы с уровнями цифровой логики. Скважность Q колебания, подаваемого на опорный вход дискриминатора, может быть произвольной. Необходимо, чтобы длительность импульса была достаточной для срабатывания входных логических элементов дискриминатора. В то же время к форме колебания, подаваемого на другой вход дискриминатора (вход анализируемого колебания), предъявляются существенные требования, поскольку она определяет ДХ дискриминатора. Если анализируемое (подстраиваемое) колебание имеет скважность $Q = 2$, форма ДХ становится симметричной.

При симметричной форме ДХ дискриминатор имеет одинаковые значения диапазонов $[-\pi, 0]$, $[0, \pi]$ разностей фаз φ , при которых выполняется формирование выходных напряжений дискриминатора, соответствующих значениям разных знаков (при $\varphi_1 \in [-\pi, 0]$ знак $\text{Sign}(\varphi_1) = -1$, при $\varphi_2 \in [0, \pi]$ $\text{Sign}(\varphi_2) = 1$). Когда форма ДХ дискриминатора симметрична, в СФС обеспечиваются одинаковые условия для

отработки начальных разностей частот (частотных расстроек) Ω_x обоих знаков.

Форму ДХ можно изменить, изменяя скважность подстраиваемого колебания. Например, когда длительность импульса τ_n подстраиваемого колебания меньше длительности паузы $\tau_n = T - \tau_n$ (T – период повторения импульсов колебания), диапазон разности фаз $\varphi_2 > 0$ будет меньше диапазона $\varphi_1 < 0$. В результате для положительных начальных частотных расстроек $\Omega_x > 0$ условия захвата будут хуже, чем для $\Omega_x < 0$. При $\tau_n < \tau_n$ возникает обратная ситуация – условия для отработки $\Omega_x > 0$ становятся лучше, чем для $\Omega_x < 0$.

Вариация скважности подстраиваемого колебания легко реализуется в случае, если подстраиваемый генератор формирует колебания треугольной формы. Данные колебания перед их подачей на вход ЛФД преобразуются с помощью компаратора в прямоугольные импульсные колебания с уровнями цифровой логики. Преобразование выполняется посредством сравнения колебания треугольной формы с заданным пороговым уровнем $U_{пн}$.

Для пояснения технологии указанного преобразования изменение треугольного колебания U_m с значением амплитуды A во времени t представим кусочно-линейным описанием:

$$U_m(t) = \begin{cases} A\left(\frac{4t}{T} - 1\right), & \text{если } Tn \leq t < \frac{T}{2} + Tn; \\ A\left(3 - \frac{4t}{T}\right), & \text{если } \frac{T}{2} + Tn \leq t < T(n+1); \end{cases} \quad (1)$$

параметр $n = 0, 1, 2, \dots$ определяет периодичность треугольного колебания.

Рассмотрим механизм получения колебаний прямоугольной формы на основе треугольного колебания, состоящий в сравнении треугольного колебания U_m с порогом $U_{пн} = \alpha A$. Показанный на рисунке 1 уровень порога $U_{пн}$, зависящий от коэффициента $-1 \leq \alpha \leq 1$, равен $A/2$ ($\alpha = 1/2$).

Поскольку нарастающий и спадающий фронты треугольного колебания пересекают пороговый уровень $U_{пн}$ в моменты времени t_1 и t_2 , на основе (1) получим уравнения

$$A(4t_1/T - 1) = A/2, \quad A(3 - 4t_2/T) = A/2, \quad (2)$$

решение которых позволяет определить $t_1 = 3T/8$ и $t_2 = 5T/8$. При этом длительность импульса τ_n преобразованного колебания U_n определится как $\tau_n = t_2 - t_1 = T/4$.

Степень асимметрии ДХ можно выразить через коэффициенты N_1 и N_2 с учетом того, что $N_1 + N_2 = 2$. Для ДХ, представленной на рисунке 2, $N_1 = 1/2$ и $N_2 = 3/2$.

Изменяя значение порога $U_{пн}$ в диапазоне $[-A, A]$, можно сформировать импульсное колебание с изменяемой длительностью импульса в диапазоне $[T, 0]$. Следствием этого является соответствующее изменение формы ДХ дискри-

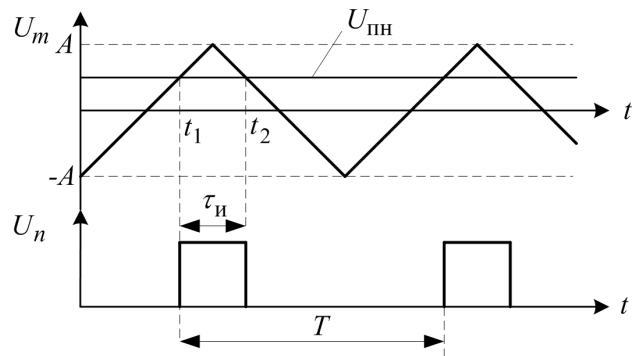


Рисунок 1 – Преобразование формы колебания

натора. Так, для длительности импульсов $\tau_n = T/4$ подстраиваемого колебания форма $F(\varphi)$ ДХ дискриминатора будет иметь вид, показанный на рисунке 2.

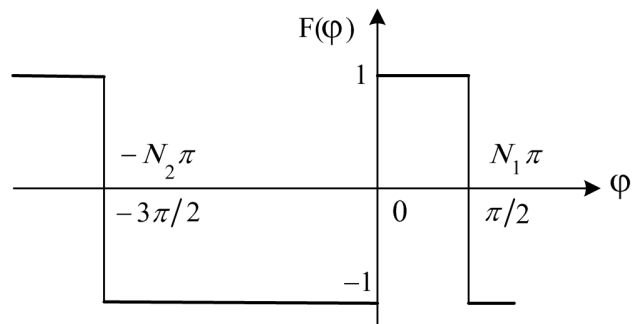


Рисунок 2 – Дискриминационная характеристика логического фазового дискриминатора

В [1] показано, что полоса захвата релейной СФС зависит от асимметрии формы ДХ релейного дискриминатора. При $N_1 > N_2$ область захвата для $\Omega_x > 0$ будет большей, чем для $\Omega_x < 0$, а при $N_1 < N_2$ область захвата для $\Omega_x < 0$ будет большей, чем для $\Omega_x > 0$. Асимметричная форма дискриминационной характеристики позволяет существенно расширить одностороннюю полосу захвата.

Когда частотная расстройка Ω_x опорного и подстраиваемого колебаний значительна, за счет периодического медленного изменения длительности τ_n импульсов подстраиваемого колебания сначала от 0 до T , а затем от T до 0, можно соответствующим образом изменить форму ДХ и

обеспечить максимальную полосу захвата, равную полосе удержания, при любом знаке начальной разности частот.

После возникновения захвата частоты в СФС с течением времени реализуется ликвидация имеющейся частотной расстройки Ω_x . При $\Omega_x = 0$ разность фаз φ колебаний удерживается внутри одного периода дискриминационной характеристики с флуктуацией в ограниченном диапазоне $\varphi \leq |\Delta\varphi_{уст}|$. Когда система переходит в режим слежения форма ДХ дискриминатора может быть симметричной. Последнее реализуется установкой на выходе устройства, формирующего пороговое напряжение, $U_{пн} = 0$. При $U_{пн} = 0$ подстраиваемое колебание имеет скважность $Q = 2$, что обеспечивает симметричность формы ДХ дискриминатора.

Если в режиме слежения (режиме квазисинхронизма) из-за внешнего импульсного воздействия или других причин возникает частотная расстройка колебаний $\Omega_x \neq 0$, в системе возобновляется вариация $U_{пн}$.

Способ расширения полосы захвата, предложенный в [7], может быть реализован на основе астатической системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с релейным ЛФД знакового типа [2]. В этом случае структура системы ФАПЧ дополняется генератором медленно меняющегося треугольного порогового напряжения со схемой управления и компаратором.

Структура системы ФАПЧ, реализованная на основе схемы [7], представлена на рисунке 3.

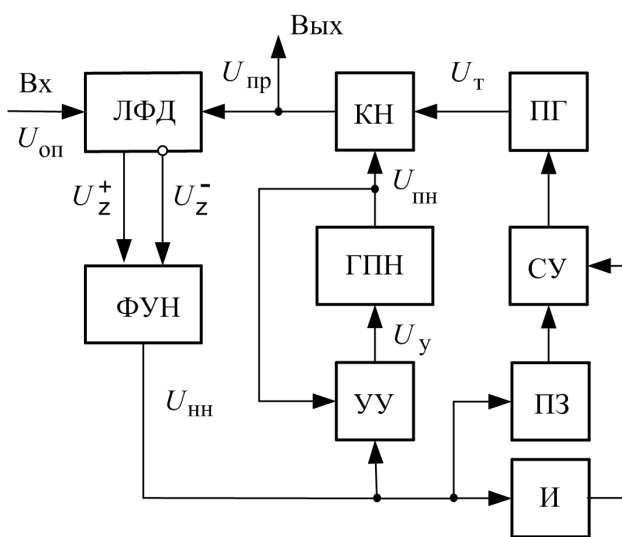


Рисунок 3 – Структурная схема системы ФАПЧ

В ее состав входят: ЛФД – логический фазовый дискриминатор, на опорный вход которого подается входное колебание $U_{оп}$ с уровнями цифровой логики; ФУН – формирователь управ-

ляющего напряжения, преобразующий логические выходные сигналы U_z^+ и U_z^- ЛФД в напряжения $U_{пн}$ с нелинейным законом изменения (при $U_z^+ = 1, U_z^- = 0$ напряжение $U_{пн} < 0$, а при $U_z^+ = 0, U_z^- = 1 - U_{пн} > 0$); ПЗ и И – пропорциональное звено и интегратор астатического фильтра; СУ – суммирующее устройство; ПГ – подстраиваемый генератор, формирующий двуполярное колебание U_T треугольной формы; КН – компаратор напряжения, на выходе которого формируется напряжение $U_{пр}$ прямоугольной формы с уровнями цифровой логики, подаваемое на второй вход ЛФД; ГПН – генератор двуполярного треугольного порогового напряжения $U_{пн}$; УУ – управляющее устройство, разрешающее работу ГПН, когда напряжения $|U_{пн}|$ и $|U_{пн}|$ превышают некоторые заданные значения $U_{п1}$ и $U_{п2}$ соответственно, и устанавливающее $U_{пн} = 0$ при $|U_{пн}| < U_{п1}$ и $|U_{пн}| < U_{п2}$.

Для того чтобы в системе СФС выполнялись заявляемые рассматриваемым способом свойства, необходимо вывести соотношения, позволяющие определить параметры узлов системы, при которых эти свойства реализуются.

Теоретические исследования

В [8] показано, что поведение системы ФАПЧ с знаковым ЛФД можно проанализировать, используя формулы

$$\Delta\varphi = \Omega_x t - \frac{m\Omega_y T_0 Z[\varphi]}{T_n} \left[T_0 \left(e^{\frac{t}{T_0}} - 1 \right) - t \right] - \frac{\Omega_y T_0 Z[\varphi]}{T_n T_n} \left[T_0^2 \left(e^{\frac{t}{T_0}} - 1 \right) - T_0 t - \frac{t^2}{2} \right], \quad (3)$$

$$\Delta\Omega_x = -\frac{\Omega_y T_0 Z[\varphi]}{T_n T_n} \left[T_0 \left(e^{\frac{t}{T_0}} - 1 \right) - t \right], \quad (4)$$

где $\Delta\varphi = \varphi(t) - \varphi(0)$; $\Delta\Omega_x = \Omega_x(t) - \Omega_x(0)$, $\Omega_x = \Omega_x(0)$; $\varphi(0)$, $\Omega_x(0)$ и $\varphi(t)$, $\Omega_x(t)$ начальные и текущие значения разности фаз и частот опорного и подстраиваемого колебаний, t – время; m – коэффициент передачи ПЗ; T_n и T_0 – постоянные времени интеграторов со сбросом, применяемых в ФУН для формирования нелинейных управляющих напряжений; $Z(\varphi) = \text{Sign}[\varphi]$ – знак разности фаз опорного и подстраиваемого колебаний; Ω_y – полоса удерж-

жания; T_n – постоянная времени интегратора астатического фильтра.

Формула (3) позволяет анализировать быстрые движения системы ФАПЧ, а формула (4) – медленные движения.

Захват в системе ФАПЧ при определенных Ω_x может начинаться с режима биений или миная данный режим. Рассмотрим последний случай. Допустим, что начальная частотная расстройка Ω_x такова, что в процессе захвата не наблюдается режима биений, то есть в процессе подстройки не происходит проскока фазы (разность фаз не выходит за пределы одного периода ДХ дискриминатора). При этом производная $d\varphi/dt$ принимает значение, равное нулю, когда знак $Z[\varphi]$ разности фаз не меняет своего значения. Для указанного случая при $\Omega_x > 0$ и $Z[\varphi]=1$, проинтегрировав упрощенное выражение (3) по t , выведем уравнение

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Omega_x - \frac{m\Omega_y T_o}{T_n} \left(e^{\frac{t}{T_o}} - 1 \right) = 0. \quad (5)$$

Упрощение выражения (3) состоит в том, что при $T_n \gg T_n$ и $T_n \gg T_o$ в указанном выражении последнее слагаемое можно не учитывать, поскольку его вклад в $\Delta\varphi$ не существен.

Из (5) получим формулу для определения интервала времени t , через который в системе ФАПЧ после изменения значения $Z[\varphi]$ начальная частотная расстройка Ω_x компенсируется изменением частоты подстраиваемого генератора системы:

$$t = T_o \ln \left(\frac{\Omega_x T_n}{m\Omega_y T_o} + 1 \right). \quad (6)$$

Проинтегрировав выражение (5) по параметру t при $\Omega_x > 0$ и $Z[\varphi]=1$, подставив в него значение t из (6), можно определить значение разности фаз $\varphi(t) = N_1\pi$, при котором возможен захват без биений:

$$N_1\pi = \Omega_x t - \frac{m\Omega_y T_o}{T_n} \left[T_o \left(e^{\frac{t}{T_o}} - 1 \right) - t \right]. \quad (7)$$

В свою очередь $N_1\pi$ определяет степень асимметрии ДХ фазового дискриминатора.

Допустим, что $\Omega_x = \Omega_y$, тогда выражение (6) примет вид:

$$t = T_o \ln \left(\frac{T_n}{mT_o} + 1 \right). \quad (8)$$

Подставив (8) в (7), определим значение $N_1\pi$, при котором возможен захват без биений для максимальной частотной расстройки $\Omega_x = \Omega_y$:

$$N_1\pi = \Omega_y T_o \left[\left(\frac{mT_o}{T_n} + 1 \right) \ln \left(\frac{mT_n}{T_o} + 1 \right) - 1 \right].$$

Сделав замену $\Omega_y = \pi/T_p$, где T_p – период опорного колебания $U_{оп}$, последнюю формулу можно переписать в следующем виде:

$$N_1 = \frac{T_o}{T_p} \left[\left(1 + \frac{mT_o}{T_n} \right) \ln \left(\frac{T_n}{mT_o} + 1 \right) - 1 \right]. \quad (9)$$

Полученная формула позволяет определить асимметрию ДХ дискриминатора системы ФАПЧ, при которой обеспечивается полоса захвата, равная полосе удержания.

Для реализации рассматриваемого способа расширения полосы захвата релейной системы ФАПЧ необходимо определить значения амплитуды и частоты треугольного напряжения $U_{\text{пн}}$, используемого в качестве порогового, при преобразовании формы выходного колебания ПГ из треугольной U_m в прямоугольную U_n .

Амплитуда порогового напряжения αA зависит от параметра N_1 , вычисленного по формуле (9), а частота определяется коэффициентом наклона (крутизной) K_ϕ его фронтов.

На основе (2) можно получить формулы, применяемые для преобразования треугольной формы напряжения в прямоугольную, в общем виде:

$$A(4t_1/T - 1) = \alpha A, \quad A(3 - 4t_2/T) = \alpha A. \quad (10)$$

При формировании импульса длительностью τ_n с пороговым напряжением $U_{\text{пн}}$ сравнивается напряжение колебания $U_m(t)$. Учитывая, что интервал времени, в течение которого выполняется условие $U_m(t) \geq U_{\text{пн}}$ (рисунок 1), равен $\tau_n = t_2 - t_1$, просуммировав выражения из (10) при $t_2 = t_1 + \tau_n$, получим

$$\tau_n = \frac{(1 - \alpha)T}{2}. \quad (11)$$

Так как $N_1 = 2\tau_n/T$ и $N_2 = 2(T - \tau_n)/T$, с учетом (11) выведем формулы для определения N_1 и N_2 :

$$N_1 = 1 - \alpha, \quad N_2 = 1 + \alpha. \quad (12)$$

Подставив значение N_1 из (9) в первое из выражений (12), получим формулу для определения коэффициента

$$\alpha = 1 - \frac{T_o}{T_p} \left[\left(1 + \frac{mT_o}{T_n} \right) \ln \left(\frac{T_n}{mT_o} + 1 \right) - 1 \right], \quad (13)$$

при котором в системе ФАПЧ обеспечивается полоса захвата, равная полосе удержания.

Для определения частоты изменения порогового напряжения $U_{пн}$ необходимо получить формулу для вычисления K_ϕ .

За время t , определяемое выражением (8), в системе ФАПЧ обеспечивается не только захват фазы, но и уменьшение начальной частотной расстройки на величину $\Delta\Omega_{хп}$, значение которой можно определить из (4) при $\Delta\Omega_{хп} = \Omega_x(t) - \Omega_x(0)$, $\Omega_x(0) = \Omega_y$, $Z[\varphi] = 1$:

$$\Delta\Omega_{хп} = -\frac{\Omega_y T_o}{T_n T_n} \left[T_o \left(e^{\frac{t}{T_o}} - 1 \right) - t \right]. \quad (14)$$

Положив $|\Delta\Omega_{хп}| = \Omega_y/r$, где r – коэффициент, можно на основе (14) получить формулу, определяющую величину уменьшения частотной расстройки в долях Ω_y за время t . Отношение $\Delta\Omega_{хп}/\Omega_y$ определяет коэффициент

$$r = \frac{T_n T_n}{T_o \left[T_o \left(e^{\frac{t}{T_o}} - 1 \right) - t \right]}. \quad (15)$$

Учитывая величину уменьшения частотной расстройки Ω_y/r и время t , за которое она реализуется, можно записать выражение для оценки максимального времени $T_{отр}$ полной отработки частотной расстройки

$$T_{отр} < rt. \quad (16)$$

Значение $T_{отр}$, определяемое формулой (16) является ориентировочным. Точное значение $T_{отр}$ можно получить, анализируя поведение системы ФАПЧ с помощью ее имитационной модели, построенной на основе (3), (4).

С учетом того, что отработка частотной расстройки в соответствии с рассматриваемым методом должна выполняться в течение 1/4 периода $T_{пн}$ повторения колебания порогового напряжения $U_{пн}$, частоту $f_{пн}$ изменения $U_{пн}$ можно вычислить по формуле:

$$f_{пн} < \frac{1}{4rt}. \quad (17)$$

Экспериментальные исследования

Рассмотрим процедуру определения параметров узлов системы ФАПЧ, в которой реализуется предлагаемый метод расширения полосы захвата.

Используя выражение (9), вычислим, при каких значениях T_o/T_p и T_n/T_o в системе ФАПЧ реализуется полоса захвата, равная полосе удержания. Для этого выражение (9) преобразуем к следующему виду:

$$\frac{T_o}{T_p} = \frac{N_1}{\left(1 + \frac{mT_o}{T_n} \right) \ln \left(\frac{T_n}{mT_o} + 1 \right) - 1}.$$

На рисунке 4 показаны зависимости T_o/T_p от T_n/T_o для различных $N_1 \leq 2$ при $m = 1$.

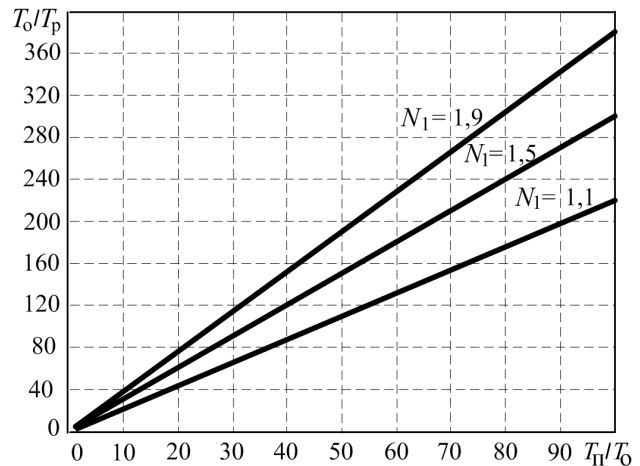


Рисунок 4 – Зависимости, отражающие соотношения параметров T_o, T_n ФУН и периода опорного колебания T_p для различных N_1

Используя отношения T_o/T_p и T_n/T_o , выбранные из графика рисунка 4, например $T_o/T_p = 150$ и $T_n/T_o = 40$, по формуле (13) вычислим значение коэффициента $\alpha = -0.86$, при котором достигается $N_1 = 1,9$.

При $T_p = 10^{-3}$ и определенных ранее T_o/T_p , T_n/T_o , $\alpha_m = |\alpha|$, используя формулы (15) и (17) вычислим значение частоты $f_{пн}$ порогового напряжения $U_{пн}$ треугольной формы, значение которого изменяется в диапазоне $[-\alpha_m A, \alpha_m A]$. График, показывающий результаты вычислений $f_{пн}/f_{оп}$, где $f_{оп} = 1/T_p$ – частота опорного (входного) колебания, для различных относительных значений постоянной времени интегратора T_n/T_p астатического фильтрующего звена представлен на рисунке 5.

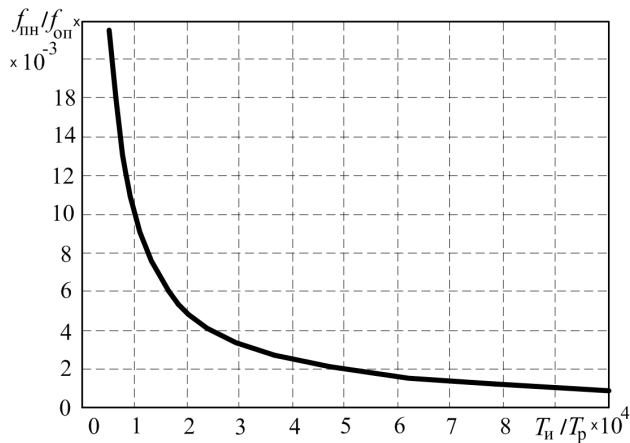


Рисунок 5 – Зависимость частоты порогового колебания от постоянной времени интегратора астатического звена ФАПЧ

Значения $f_{пн}/f_{оп}$ для соответствующих T_i/T_p следует выбирать из области, расположенной под кривой графика.

Заключение

В статье рассмотрен метод расширения полосы захвата релейной системы фазовой синхронизации с знаковым логическим фазовым дискриминатором и предложена методика расчета параметров системы, при которой в ней обеспечиваются полоса захвата, равная полосе удержания.

Библиографический список

1. **Одинокое В. Ф., Холопов С. И.** Полоса захвата релейной системы ФАПЧ // Радиотехника. 1989. № 5. С. 40-42.
2. А.с. 1415441 СССР МКИ Н03 L7/00 по заявке 4162161/24-09 от 15.12.1986, опублик. 07.08.1988. Устройство фазовой автоподстройки частоты. **В. Ф. Одинокое, С. И. Холопов, М. В. Петров.**
3. **Холопов С. И.** Анализ релейной системы ФАПЧ с обнуляемыми интеграторами // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. № 38. С. 50-54.
4. А.с. 1279047 СССР, МКИ Н03 D13/00, G 01 R 25/00 по заявке 3909009/24-09 от 30.04.1985, опублик. 23.12.1986. Фазовый дискриминатор. **В. Ф. Одинокое.**
5. А.с. 1432724 СССР, МКИ Н03 D13/00, G 01 R 25/00 по заявке 4212180/24-09 от 19.03.1987, опублик. 23.10.1988. Фазовый дискриминатор. **В. Ф. Одинокое, С. И. Холопов.**
6. **Холопов С. И., Одинокое В. Ф.** Сдвиг нуля дискриминационной характеристики логического фазового дискриминатора // Депонированные рукописи. 1135-св 87. ВИНТИ, 1987. №12.
7. Пат. 2582878 Российской Федерации, МПК Н03 L7/00. Способ увеличения полосы захвата системы фазовой автоподстройки частоты с знаковым логическим фазовым дискриминатором и устройство для его реализации / **С. И. Холопов**; Заявлено 05.06.2015; Опублик. 06.04.2016.
8. **Холопов С. И.** Влияние параметров обнуляемых интеграторов на захват в релейной астатической системе ФАПЧ // Методы и устройства передачи и обработки информации. М.: Радиотехника, 2009. Вып. 11. С. 103-108.

UDC 621.373.9

THE RESEARCH OF PULL-IN RANGE INCREASE METHOD OF RELAY PHASE LOCKED LOOP SYSTEM

S. I. Kholopov, head of the department, Associate Professor, RSREU, Ph.D., holopov.s.i@rsreu.ru

The method of pull-in range expansion of relay astatic phase locked loop system (PLLS) using as a device supporting the analysis of phase error and reset logic oscillation phase discriminator is examined. Essence of the method consists in variation discriminatory description of phase discriminator form due to the slow periodic change of the oscillation produced by PLLS tuned generator. The purpose of the work is to consider a method for constructing relay astatic PLLS with logical phase discriminator, providing pull-in range, equal to hold-in range, and analysis of system parameters to realize the method. Formulas, allowing to define conditions where pull-in range, equal to hold-in range, is provided in the system, are shown. Estimations over parameters of PLLS nodes, executing variation of tuned oscillation form in accordance with the requirements determined by the method, are obtained.

Key words: phase locked loop system, pull-in range, relay astatic phase locked loop system, discriminatory description, logical phase discriminator.

DOI: 10.21667/1995-4565-2016-57-3-9-15

References

1. **Odinokov V. F., Kholopov S. I.** Polosa zahvata relejnoj sistemy FAPCH. *Radiotekhnika*. 1989, no. 5, pp. 40-42 (in Russian).

2. A.s. 1415441 SSSR MKI H03 L7/00 po zayavke 4162161/24-09 ot 15.12.1986, opubl. 07.08.1988. Ustrojstvo fazovoj avtopodstrojki chastoty. **V. F. Odinokov, S. I. Kholopov, M. V. Petrov** (in Russian).

3. **Kholopov S. I.** Analiz relejnoj sistemy FAPCH s obnulyaemymi integratorami. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2011, no. 38, pp. 50-54 (in Russian).

4. A.s. 1279047 SSSR, MKI N03 D13/00, G 01 R 25/00 po zayavke 3909009/24-09 ot 30.04.1985, opubl. 23.12.1986. Fazovyj diskriminator. **V. F. Odinokov** (in Russian).

5. A.s. 1432724 SSSR, MKI N03 D13/00, G 01 R 25/00 po zayavke 4212180/24-09 ot 19.03.1987, opubl.

23.10.1988. Fazovyj diskriminator. **V. F. Odinokov, S. I. Kholopov** (in Russian).

6. **Kholopov S. I., Odinokov V. F.** Sdvig nulya diskriminacionnoj harakteristiki logicheskogo fazovogo diskriminatora. *Deponirovannye rukopisi*. 1135-sv 87. VINITI, 1987, no. 12 (in Russian).

7. Pat. 2582878 Rossijskoj Federacii, MPK N03 L7/00. Sposob uvelicheniya polosy zahvata sistemy fazovoj avtopodstrojki chastoty s znakovym logicheskim fazovym diskriminatorom i ustrojstvo dlya ego realizacii. **S. I. Kholopov**; Zayavleno 05.06.2015; Opubl. 06.04.2016 (in Russian).

8. **Kholopov S. I.** Vliyanie parametrov obnulyaemyh integratorov na zahvat v relejnoj astaticheskoj sisteme FAPCH. *Metody i ustrojstva peredachi i obrabotki informacii*. Moscow, Radiotekhnika, 2009, Issue 11, pp. 103-108 (in Russian).