

УДК 621.396.931

Исследование комбинированных схем коррекции в системе автосопровождения телекоммуникационного спутника с борта поезда

Ю.А. Пыхов

Аннотация

Рассматривается система управления механическим позиционированием антенного луча при автосопровождении геостационарного спутника-ретранслятора с борта поезда. Проводится сравнительный анализ ряда схем комбинированного управления и PID-регулирования, включающих траекторные фильтры. Решается задача параметрической оптимизации рассматриваемых схем коррекции по критерию минимума энергетических потерь на обзор.

Ключевые слова:

спутник-ретранслятор; бортовая антенная система; механическое позиционирование антенного луча; автосопровождение; система управления; схемы коррекции; траекторный фильтр; железнодорожный состав.

Введение

В настоящей работе исследуется система управления механическим позиционированием антенного луча (система слежения), обеспечивающая автосопровождение телекоммуникационного геостационарного спутника с борта транспортного средства (поезд).

Данная тематика является актуальной в связи с активной разработкой в настоящее время мобильных спутниковых систем связи и телевидения, базирующихся на ТС.

В отличие от большинства существующих бортовых систем слежения, использующих гироскопические датчики ориентации антенной оси в инерциальной системе координат, сопровождение предполагается осуществлять по измерениям угловых координат спутника антенным датчиком и энкодерами в строительных осях ТС.

Такой подход представляется целесообразным, поскольку как антенный датчик, так и энкодеры являются высокоточными и лишены такого недостатка гироскопических датчиков, как временной уход оси, требующий периодической коррекции.

Однако, вопрос о возможности сопровождении спутника в строительной системе координат маневрирующего ТС в условиях отсутствия детерминированной модели движения и при малой статистической определенности траекторных возмущений остается малоизученным.

Оптимальный выбор методов коррекции в системе слежения может быть проведен лишь на базе развитых траекторных моделей, максимально полно учитывающих специфику угловых эволюций рассматриваемого транспортного средства. Такие программные модели динамики транспортных средств появляются в последние годы.

В настоящей работе исследуются методы коррекции системы слежения в условиях маневрирования ТС и колебаний, вызванных неровностями трассы. Рассмотрены корректирующая обратная связь по производным выходного сигнала, параллельная коррекция сигналами, пропорциональными производным управляющего воздействия, PID-регулятор [1], [2], а также траекторный фильтр на входе системы слежения [3].

В качестве критерия оптимизации звеньев коррекции принят минимум энергетических потерь на обзор, обуславливающий минимаксный критерий точности.

Совокупность возможных траекторий спутника в строительной системе координат ТС формируется с помощью специализированного программного комплекса [3-5]. В качестве модели маневра поезда рассматривается S-кривая поворота в горизонтальной плоскости.

Модель измерения угловых координат и потерь при приеме сигнала

Автосопровождение спутника производится по азимуту A и углу места E в строительной системе координат $Oxyz$, оси которой неподвижно связаны с кузовом железнодорожного вагона (рис.1). Предполагается, что угловые координаты спутника u, v относительно оси антенны измеряются антенным датчиком с применением суммарно-разностного метода, а измерение текущей ориентации оси антенны в строительной системе координат производится азимутальным и угломестным энкодерами (оптоэлектронные датчики углового положения исполнительной оси относительно платформы).

Прием полезного сигнала производится по суммарному каналу.

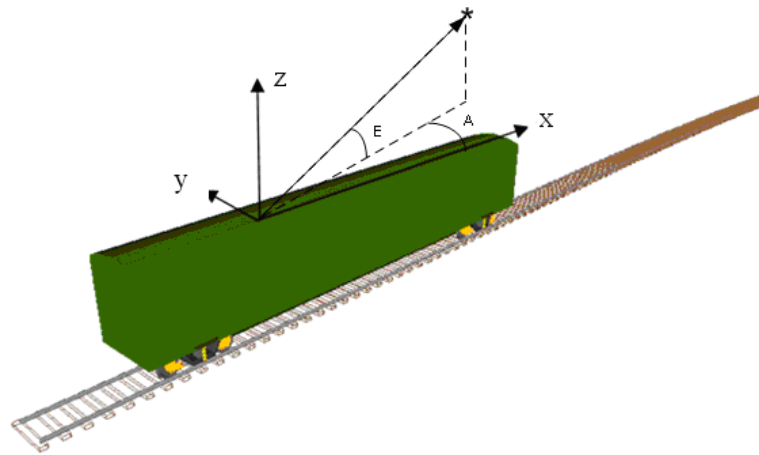


Рисунок 1 – Строительная система координат железнодорожного вагона

Модель измерений антенного датчика описана в [3]. Для оценки потерь на обзор в суммарном канале от углового отклонения спутника s от равносигнального направления взята ДН идеализированной антенны с зеркалом в форме параболоида вращения. Раскрыв зеркала принимается за идеальную поверхностную антенну в форме круга.

ДН в меридиональной плоскости (в дальней зоне) имеет вид:

$$F(\vartheta) = \frac{2J_1(kR \sin \vartheta)}{kR \sin \vartheta} = \frac{2J_1\left(\frac{B_{11} \sin \vartheta}{\sin x_{00}}\right)}{\frac{B_{11} \sin \vartheta}{\sin x_{00}}}$$

где $J_1(z)$ - функция Бесселя 1-го порядка;

k - волновое число; R – радиус раскрыва;

B_{11} - первый корень уравнения $J_1(z)=0$, $B_{11}=3,832$;

x_{00} - половина угловой ширины главного максимума излучения по нулям.

При расчетах предполагается использование 4-элементного облучателя с разнесением каналов по уровню 2 дБ. Информационный сигнал принимается по суммарному каналу.

При $s \leq (0,19 - 0,35)\theta_{0,5}$ и уровне пересечения ПДН -2 дБ потери на обзор в суммарном канале не превышают (0,3-1) дБ. Здесь $\theta_{0,5}$ – ширина ДН антенного датчика по уровню половинной мощности.

Предельный уровень потерь ограничивается как заданным качеством приема, так и применяемыми аппаратурными методами. При измерении координат суммарно-разностным методом угловое положение объекта должно находиться в пределах рабочего участка

пеленгационной характеристики ($s_{u,v} \leq 0,25\theta_{0,5}$), и суммарное отклонение от центра луча $s \leq 0,35\theta_{0,5}$ (потери 1 дБ). В то же время требования по качеству приема, предъявляемые к системе слежения, обычно составляют 0,3–0,5 дБ, то есть $s \leq (0,2 - 0,24)\theta_{0,5}$.

Модели траекторий

Модель движения геостационарного спутника в строительной системе координат получена пересчетом углового положения спутника из геоцентрической системы координат в строительную, с использованием модели угловых эволюций транспортного средства (повороты по курсу, а также совокупность колебаний, вызванных неровностями рельсов и присутствием колебательных элементов в механической конструкции поезда).

При ненулевом наклонении орбиты, вызванном возмущающим воздействием со стороны Солнца и Луны, за счет вековых изменений оскулирующих элементов орбиты геостационарный спутник имеет в системе координат, связанной с Землей, траекторию в форме “восьмерки” с перемещающимся центром и нарастающей амплитудой (модель возмущенного кеплеровского движения с учетом 1-й зональной гармоники геопотенциала).

Однако, регулярные маневры по коррекции траектории спутника позволяют удерживать параметры орбиты в пределах, регламентированных международными соглашениями. Для отечественных спутников новой серии "Экспресс-АМ" во много раз увеличена точность удержания на орбите по сравнению с предыдущей серией "Горизонт". Значение этого параметра составляет 0,05 градуса в направлениях север - юг/запад – восток, что в 20-60 раз меньше характерной ширины ДН 1° - 3° .

Это позволяет в первом приближении не учитывать движение спутника относительно Земли. Соответственно, положение спутника относительно Земли можно задать постоянным углом места α_s и углом поворота ε_s угломестной плоскости относительно направления железнодорожного пути в момент времени $t=0$.

При моделировании угловой динамики железнодорожного экипажа был использован программный комплекс «Универсальный механизм» (UM) [4]. Данный комплекс позволяет учитывать такие факторы, как механическая конфигурация вагона и в целом поезда, специфическая форма железнодорожного пути на повороте, неровности рельсов и ряд других. Для моделирования углового движения транспортного средства вводится базовая с.к. XYZ , ось X которой направлена по касательной к центральной линии пути, ось Y - влево по ходу экипажа в плоскости рельсовых нитей.

В UM моделируются углы поворота *ang x*, *ang y*, *ang z* вокруг осей *X*, *Y*, *Z*.

В качестве модели поворота взята кривая с переходными участками, имеющими переменный радиус кривизны, где постоянным является угловое ускорение, чередующиеся с участками, где постоянными являются кривизна и угловая скорость. Кривизна на переходных участках изменяется приблизительно по линейному закону.

Данная модель обоснована и реализована в программном комплексе UM.

На рис. 2 представлена S-образная кривая поворота в горизонтальной плоскости, половина которой выбрана в качестве траекторной модели движения поезда. Она включает переходные кривые (входы и выходы) и участок постоянного радиуса. Для моделирования взяты значения параметров, близкие к предельным.

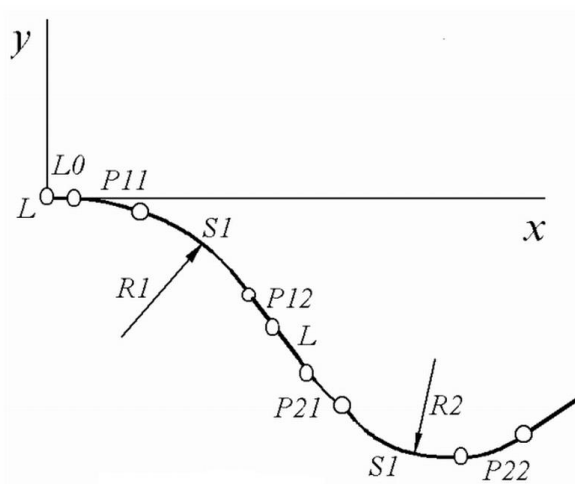
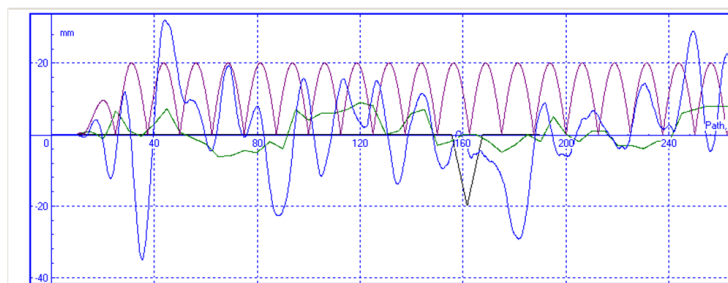


Рисунок 2 – S-образная кривая поворота в горизонтальной плоскости

Программный комплекс UM также позволяет задавать различные неровности рельсов. Некоторые из них приведены на рис. 3. Пример угловой траектории спутника в строительной системе координат транспортного средства (поворот) дан на рис. 4.



- Коломенские (KOLOMVN.WAY)
- Синус (MSINUS20.WAY)
- Плохого пути (uic_bad_1000_y.way)

Рисунок 3 – Неровности рельсов

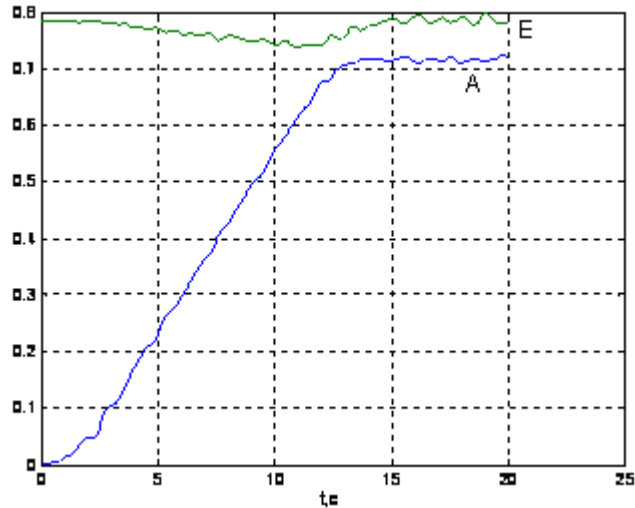


Рисунок 4 – Пример угловой траектории спутника в строительной системе координат ТС

Модель ошибок. Постановка задачи оптимизации.

Линеаризованные формулы для единичных измерений азимута A и угла места E спутника в строительной системе координат обоснованы в [3] и имеют вид:

$$A_{изм} = A_S + \xi_{en}^{(A)} + u/\cos E_S = A + \xi_{en}^{(A)} + \xi^{(u)}/\cos E_S, \quad (1)$$

$$E_{изм} = E_S + \xi_{en}^{(E)} + v = E + \xi_{en}^{(E)} + \xi^{(v)},$$

где A , E – истинные угловые координаты спутника на момент измерения;

A_S , E_S – азимут и угол места равносигнального направления (РСН);

u , v – измерения угловых координат относительно РСН антенным датчиком;

$\xi^{(u)}$, $\xi^{(v)}$ – ошибки единичного измерения антенного датчика;

$\xi_{en}^{(A)}$, $\xi_{en}^{(E)}$ – ошибки измерений азимутального и угломестного энкодеров.

СКЗ случайных ошибок единичных измерений азимута и угла места:

$$\sigma_A = \sqrt{\sigma_{\tilde{u}}^2 / \cos^2 E_S + \sigma_{Aen}^2}, \quad \sigma_E = \sqrt{\sigma_{\tilde{v}}^2 + \sigma_{Een}^2}, \quad (2)$$

где σ_{Aen} , σ_{Een} – СКЗ ошибок единичных измерений энкодеров;

$\sigma_{\tilde{u}}$, $\sigma_{\tilde{v}}$ – СКЗ ошибок единичных измерений антенного датчика;

A_S , E_S – фактическое угловое положение РСН на момент измерения.

Динамические ошибки d_A , d_E по азимуту и углу места оценивались путем имитационного моделирования работы системы слежения по совокупности возможных траекторий транспортного средства $\{tr\}$ на протяжении интервала маневра $\{\tau_{man}\}$.

$$\text{Максимальные динамические ошибки } d_{\max A} = \max_{\{tr\}, t \subseteq \tau_{man}} d_A, \quad d_{\max E} = \max_{\{tr\}, t \subseteq \tau_{man}} d_E.$$

Для расчета случайной ошибки на выходе системы слежения в установившемся режиме работы использован дискретный аналог формулы Парсеваля [6]:

$$\varphi^2 = \frac{\sigma_{вых}^2}{\sigma_{вх}^2} = \frac{1}{\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \Psi(\nu)\Psi(-\nu)d\nu, \quad (3)$$

$$\text{где } \nu = \frac{z-1}{z+1}, \quad \Psi(\nu) = \frac{W(z(\nu))}{1+\nu};$$

$W(z)$ – передаточная функция системы слежения;

$$W(z) = W_A(z), \quad \sigma_{вх} = \sigma_A, \quad \sigma_{вых} = \sigma_{\hat{A}} \quad \text{– для азимута};$$

$$W(z) = W_E(z), \quad \sigma_{вх} = \sigma_E, \quad \sigma_{вых} = \sigma_{\hat{E}} \quad \text{– для угла места};$$

\hat{A} , \hat{E} – выходные сигналы системы слежения по азимуту и углу места (фактическая ориентация антенной оси на текущий момент времени);

Распределение \hat{A} и \hat{E} предполагается нормальным, в общем случае имеющим СКЗ $\sigma_{вых}$ и математическое ожидание d , равное динамической ошибке (последняя рассматривается как неслучайная, но ограниченная величина).

Вероятность, что суммарная (динамическая + случайная) ошибка по каждой из координат A , E не превышает по модулю значения s :

$$w(R, D) = \frac{1}{2} [\Phi(R + D) + \Phi(R - D)], \quad (4)$$

$$\text{где } R = s / \sigma_{вых}, \quad D = d / \sigma_{вых}, \quad \Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp(-t^2 / 2) dt,$$

$$s = s_A, \quad d = d_A, \quad \sigma_{вых} = \sigma_{\hat{A}} \quad \text{– для азимута};$$

$$s = s_E, \quad d = d_E, \quad \sigma_{вых} = \sigma_{\hat{E}} \quad \text{– для угла места.}$$

$$\text{Максимальная ошибка по уровню вероятности } w : s_{\max} = F^{-1}(w) \cdot \sigma_{вых}.$$

При определении максимальных суммарных ошибок по азимуту и углу места $s_{\max A}$, $s_{\max E}$ использовались максимальные значения динамических ошибок $d_A = d_{\max A}$, $d_E = d_{\max E}$, что позволяет получить гарантированные оценки точности. Результаты [3] позволяют

пренебречь корреляцией между случайными составляющими ошибок по A, E . Максимальная круговая ошибка системы слежения по уровню вероятности $W = w^2$, приведенная к картинной плоскости, не превышает $\rho = \sqrt{s_{\max E}^2 + s_{\max A}^2 \cdot \cos^2 E_S}$.

При выборе параметров звеньев коррекции в качестве критерия оптимальности принят критерий минимума круговой ошибки ρ , определяющей потери на обзор, по заданному уровню вероятности W .

СКЗ случайных ошибок и максимальные динамические ошибки системы слежения являются функциями множества параметров $\{p\}$ звеньев коррекции:

$$\sigma_{\hat{A}} = f_{\hat{A}}(\{p\}); \quad \sigma_{\hat{E}} = f_E(\{p\}); \quad d_{\max A} = g_A(\{p\}); \quad d_{\max E} = g_E(\{p\}).$$

За счет выбора параметров $\{p\}$ минимизировались максимальные значения $s_{\max A}$, $s_{\max E}$ по множеству допустимых траекторий $\{tr\}$ на протяжении интервала маневра $\{\tau_{man}\}$, что соответствует минимаксному критерию точности, применяемому для систем управления с повышенными требованиями к надежности. Оптимальные параметры звеньев коррекции $\{p\}$ и оценка точности системы слежения r определяются из соотношения:

$$r = \min_{\{p\}} \max_{\{tr\}, t \subseteq \tau_{man}} \rho \quad (5)$$

Общая структурная схема системы слежения.

Общая структурная схема системы слежения по одной угловой координате представлена на рис. 5.

Рассматривались следующие известные типы управления: а) комбинированное управление с использованием производных входного и выходного сигналов; б) PID-регулирование. Дополнительно исследовалась эффективность применения на входе системы управления траекторного фильтра, с целью первичного сглаживания ошибок единичных измерений антенного датчика и колебаний за счет неровностей трассы.

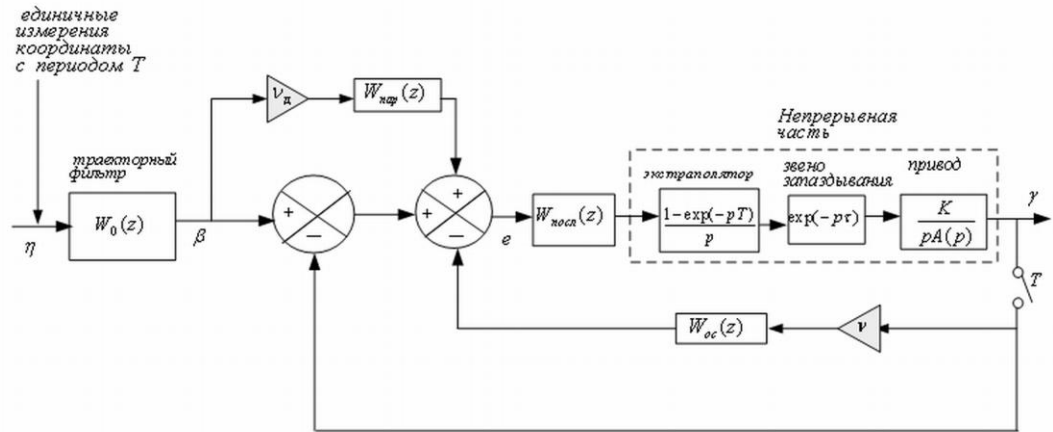


Рисунок 5 – Общая структурная схема системы слежения

Рассматриваемая дискретно-непрерывная система в общем случае включает траекторный фильтр с передаточной функцией $W_0(z)$, параллельное корректирующее звено с передаточной функцией $\nu_\pi \cdot W_{nap}(z)$, корректирующую обратную связь с передаточной функцией $\nu \cdot W_{oc}(z)$ и последовательное корректирующее звено с передаточной функцией $W_{noc}(z)$ для преобразования сигнала ошибки.

Непрерывная часть системы включает экстраполятор нулевого порядка с передаточной функцией $W_s(p) = \frac{1 - \exp(-pT)}{p}$, блок задержки во времени с передаточной функцией $W_{zad}(p) = \exp(-p\tau)$ и объект управления с передаточной функцией $W_{об}(p) = \frac{k}{p \cdot A(p)}$, где $A(p) = T_e \cdot T_m \cdot p^2 + T_m p + 1$ – операторный многочлен, T_e и T_m – электромагнитная и электромеханическая постоянные времени, $T_e \ll T_m$.

Сигнал на выходе непрерывной части преобразуется в дискретный с помощью импульсного элемента. В первом приближении рассматривается случай отсутствия внешнего возмущающего момента.

Рассматриваемая дискретно-непрерывная система приводится к дискретному виду в соответствии с методикой [2]. Передаточная функция приведенной непрерывной части (ПНЧ) имеет вид:

– для модели объекта управления – аperiodического звена 1-го порядка ($T_e = 0$):

$$W_{ПНЧ}(z) = \frac{z-1}{z^2} Z_\varepsilon \left\{ \frac{W_{об}(p)}{p} \right\} = \frac{k}{z} \left[T\varepsilon + \frac{T}{(z-1)} - \frac{T_m}{(z-z_1)} (z(1-z_1^\varepsilon) + z_1^\varepsilon - z_1) \right], \quad (6)$$

где $z_1 = \exp(-T/T_m)$, $\varepsilon = 1 - \frac{\tau}{T}$, τ – время задержки;

для модели объекта управления – звена 2-го порядка ($T_e \neq 0$):

$$W_{\text{ПНЧ}}(z) = k \left\{ \frac{p_1 + p_2}{p_1^2 p_2^2 \cdot T_e \cdot T_m} \cdot \frac{z}{z-1} + \frac{T \cdot z}{p_1 p_2 \cdot T_e \cdot T_m} \left[\frac{\varepsilon}{z-1} + \frac{1}{(z-1)^2} \right] - \right. \\ \left. - \frac{z}{(p_2 - p_1) p_1^2 \cdot T_e \cdot T_m} \cdot \frac{z_1^\varepsilon}{z - z_1} + \frac{z}{(p_2 - p_1) p_2^2 \cdot T_e \cdot T_m} \cdot \frac{z_2^\varepsilon}{z - z_2} \right\} \cdot \frac{z-1}{z^2}, \quad (7)$$

где p_1, p_2 – корни операторного многочлена $A(p) = T_e \cdot T_m \cdot p^2 + T_m p + 1$;

$z_1 = e^{p_1 T}$, $z_2 = e^{p_2 T}$. Предполагается выполнение условия $T_m > 4T_e$, при этом p_1 и p_2 – действительные числа.

Рассматривались описанные ниже варианты коррекции 1-5 и базовый вариант 6 (отсутствие звеньев коррекции). В вариантах 1, 3.2, 3.3, 4-6 используется общая структурная схема (рис. 5), в вариантах 2, 3.1 – ее вариации.

Варианты схем коррекции

1. Комбинированное управление, использование 1-х производных входного и выходного сигналов, получаемых стандартным оператором дифференцирования

$$\Delta_0(z) = \frac{z-1}{Tz}. \quad \text{Передаточные функции звеньев коррекции: } W_{oc}(z) = W_{\text{нар}}(z) = \frac{z-1}{Tz},$$

$$W_{\text{noc}}(z) \equiv 1.$$

2. Вариация 1 общей структурной схемы: замыкание главной обратной связи по координате перед траекторным фильтром. Передаточные функции звеньев коррекции совпадают с вариантом 1.

3. Использование в схеме комбинированного управления оценок производных входного и выходного сигналов, получаемых специальными фильтрами.

3.1. Вариация 2 общей структурной схемы: входным сигналом для параллельного звена коррекции служат измерения антенного датчика до траекторного фильтра. Использование 1-х производных входного и выходного сигналов, получаемых посредством $\alpha - \beta$ -фильтра с передаточной функцией по сглаженной оценке скорости

$$W_{\text{ит}}(z; \alpha, \beta) = \frac{\beta \cdot z}{T} \frac{z-1}{z^2 + z(-2 + \alpha + \beta) + 1 - \alpha}. \quad \text{Передаточные функции звеньев коррекции:}$$

$$W_{\text{нар}}(z) = W_{\text{ит}}(z; \alpha_1, \beta_1), \quad W_{oc}(z) = W_{\text{ит}}(z; \alpha_2, \beta_2), \quad W_{\text{noc}}(z) \equiv 1.$$

3.2. Общая структурная схема, передаточные функции совпадают с вариантом 3.1.

3.3. Использование обобщенных операторов дифференцирования входного и выходного сигналов $W_{ОД}(z; T_1, T_2) = \frac{z-1}{Tz} \cdot \frac{z(T_1+T) - T_1}{z(T_2+T) - T_2}$ (дискретный аналог оператора

$W_{ОД}(p) = \frac{p(T_1 p + 1)}{T_2 p + 1}$ [7]). Как частный случай, данная функция равна 1-й производной p

при $T_1 = T_2 = 0$ и линейной комбинации 1-й и 2-й производной $T_1 p^2 + p$ при $T_2 = 0, T_1 \neq 0$.

Передаточные функции звеньев коррекции: $W_{noc}(z) \equiv 1, W_{нар}(z) = W_{ОД}(z; T_{1p}, T_{2p}), W_{oc}(z) = W_{ОД}(z; T_{1oc}, T_{2oc})$.

4. PID-регулятор. Коэффициенты $\nu = \nu_\delta = 0$. $W_{noc}(z) = W_{PID}(z) = \frac{b_2 z^2 - b_1 z + b_0}{z(z-1)}$, где

$b_0 = K_1 \cdot \tau_n, b_1 = K_1 \cdot (1 + 2 \cdot \tau_n), b_2 = K_1 \cdot (1 + \tau_u + \tau_n), \tau_n = \frac{T_\Pi}{T}, \tau_\Pi = \frac{T}{T_\Pi}, T_\Pi$ – время

предварения, T_Π – время изодрома.

5. Комбинированное управление + PID-регулятор. $W_{noc}(z) = W_{PID}(z), \nu \neq 0, \nu_\delta \neq 0$.

Для всех вариантов 1-5 в качестве траекторных фильтров исследовались α – фильтр с передаточной функцией $W_0(z; \alpha) = \frac{\alpha \cdot z}{z - (1 - \alpha)}$ и $\alpha - \beta$ – фильтр с передаточной функцией

$$W_0(z; \alpha, \beta) = \frac{\alpha \cdot z^2 + (\beta - \alpha)z}{z^2 - (2 - \alpha - \beta) \cdot z + (1 - \alpha)}.$$

6. Базовая схема системы слежения без звеньев коррекции: $W_0(z) = W_{noc}(z) = 1, \nu = \nu_\delta = 0$.

Передаточная функция, рекуррентное уравнение и показатель колебательности системы слежения

Результирующая передаточная функция для общей структурной схемы системы слежения (рис.2):

$$W_p(z) = \frac{(1 + \nu_\delta \cdot W_{нар}(z))W_{ПНЧ}(z) \cdot W_{noc}(z)}{1 + (1 + \nu \cdot W_{oc}(z))W_{ПНЧ}(z) \cdot W_{noc}(z)} \cdot W_0(z). \quad (8)$$

Для вариации 1 общей структурной схемы (вариант 2):

$$W_p(z) = \frac{(1 + \nu_\delta \cdot W_{нар}(z) \cdot W_0(z))W_{ПНЧ}(z) \cdot W_{noc}(z)}{1 + (1 + \nu \cdot W_{oc}(z))W_{ПНЧ}(z) \cdot W_{noc}(z)}. \quad (9)$$

Для вариации 2 общей структурной схемы (вариант 3.1):

$$W_p(z) = \frac{(W_0(z) + v_\delta \cdot W_{\text{пар}}(z))W_{\text{ПНЧ}}(z) \cdot W_{\text{пос}}(z)}{1 + (1 + v \cdot W_{\text{ос}}(z))W_{\text{ПНЧ}}(z) \cdot W_{\text{пос}}(z)}. \quad (10)$$

Общий вид передаточной функции системы слежения:

$$W_p(z) = \frac{\sum_{i=0}^L z^{-i} \cdot n_i}{\sum_{l=0}^L z^{-l} \cdot d_l}, \quad L \geq I, \quad n_i = n_i(\{p\}), \quad d_l = d_l(\{p\}), \quad d_1 = 1. \quad (11)$$

Для передаточной функции (11) разностное уравнение системы имеет вид:

$$y_k = -y_{k-1}d_1 - \dots - y_{k-L}d_L + x_k \cdot n_0 + x_{k-1} \cdot n_1 + \dots + x_{k-I} \cdot n_I \quad (12)$$

В качестве x_k рассматриваются отсчеты угла цели на траектории, а в качестве y_k – отсчеты углового положения исполнительной (антенной) оси.

Рекуррентная форма (12) используется для расчета динамической ошибки системы слежения $d_k = y_k - x_k$ путем ее моделирования для типовых траекторий цели.

Запас устойчивости системы может быть охарактеризован показателем колебательности M , который определяется по величине относительного максимума АЧХ

$$A(\omega) = |\Phi(j\omega)|: \quad M = \frac{\max_{\omega} A(\omega)}{A(0)}.$$

Условия астатизма

Для всех рассматриваемых вариантов коррекции 1-5 система слежения имеет астатизм 1-го порядка ($W_p(1) = 1$).

При определенных соотношениях между параметрами звеньев коррекции выполняется также условие астатизма 2-го порядка, которое выводится из условия равенства нулю 1-го коэффициента динамической ошибки $c_1(1) = 0$, где

$$c_1(y) = \frac{dH(1/y)}{dy}, \quad H(z) = 1 - W_p(z) \text{ – передаточная функция системы по сигналу ошибки.}$$

В таблице 1 приведены условия астатизма 2-го порядка для вариантов 1-5.

	Варианты 1, 3.1, 3.2, 3.3	Вариант 2	Вариант 4	Вариант 5
α -фильтр ($\alpha = \alpha_0$)	$v_d = v - T + \frac{T}{\alpha_0} + \frac{1}{k}$	$v_d = v + \frac{1}{k}$	$\alpha_0 = 1$	$v_d = v - T + \frac{T}{\alpha_0}$
$\alpha - \beta$ -фильтр	$v_d = v + \frac{1}{k}$	$v_d = v + \frac{1}{k}$	При произвольных параметрах	$v_d = v$

В схемах с траекторным $\alpha - \beta$ -фильтром в условия астатизма не входят параметры фильтра, а в схемах с PID-регулятором – параметры регулятора и коэффициент усиления k . Астатизм 1-го порядка, который привносит α -фильтр, в схемах с комбинированным управлением может быть скомпенсирован за счет выбора v и v_d .

Результаты численных расчетов

Для всех вариантов коррекции 1–5 и базовой схемы 6 проводилась параметрическая оптимизация по критерию минимума суммарной ошибки по уровню вероятности $W = 0,99$, для темпа сопровождения $\nu = 10 \dots 120$ Гц, где $\nu = 1/T$. Для найденных оптимальных параметров рассчитывался коэффициент колебательности системы M .

Задача параметрической оптимизации решалась численно с помощью метода последовательного квадратичного программирования [8] в программной среде MATLAB.

Результаты расчетов иллюстрируются примером для следующих параметров транспортного средства и системы автосопровождения: модель вагона, принятая в Манчестерских тестах [4], железнодорожный путь хорошего содержания (типовой путь), предельные параметры S-кривой поворота, угол места спутника $\alpha_s = 45^\circ$, ширина ДН антенного датчика $\theta_{0,5} = 2^\circ$, СКЗ ошибки единичного измерения $\sigma_u = 0,09 \cdot \theta_{0,5}$, время задержки $\tau = 0,0001$ с.

Значения нормированной суммарной ошибки $r/\theta_{0,5}$ для оптимальных параметров звеньев коррекции (объект управления – звено 2-го порядка, траекторный $\alpha - \beta$ -фильтр на входе системы слежения, $T_m = 0,2$ с, $T_e = 0,02$ с) приведены на рис. 6.

Сравнение $r/\theta_{0,5}$ для вариантов коррекции 1–5 и базовой схемы 6 показывает эффективность использования всех рассмотренных вариантов коррекции (выигрыш по точности в 2 – 2,4 раза).

Для большинства найденных параметров звеньев коррекции коэффициент колебательности системы M не превышает 1–1,5, что соответствует хорошо демпфированной системе [2]. Для тех случаев, когда значение M превышало 1,5, проводилась оптимизация при ограничении $M < 1,5$ с некоторым снижением точности.

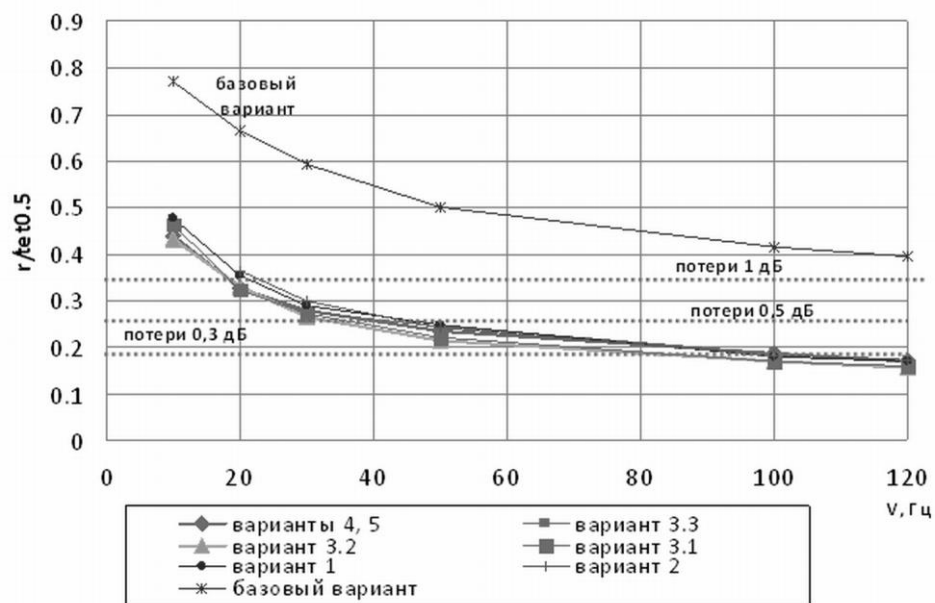


Рисунок 6 – Значения нормированной суммарной ошибки для оптимальных параметров звеньев коррекции

Полученные оптимальные значения параметров ν и ν_d близки к тем, которые обеспечивают астатизм 2-го порядка.

Различие по точности между различными вариантами коррекции при одинаковом темпе сопровождения составляет до 15% – 20%. В зависимости от темпа сопровождения сравнительная точность вариантов может изменяться.

Наименьшую ошибку в области потерь не более 0,5-0,3 дБ обеспечивают варианты 3.2 и 3.1. В данных вариантах в схеме комбинированного управления для оценки производных входного и выходного сигналов используются $\alpha - \beta$ -фильтры.

Вариант 3.3 (обобщенный оператор дифференцирования) в области потерь 0,5– 0,3 дБ дает точность на 5%-6% выше, чем вариант 1, но несколько меньше, чем варианты 3.1, 3.2 (на 2%-7%).

Промежуточное место занимает также вариант 4 (PID-регулятор), точность которого ниже варианта 3.2 на 2%–3% при уровне потерь 0,5 дБ и на 7% при уровне потерь 0,3 дБ.

Объединение комбинированного управления и PID-регулирования (вариант 5) не дает преимущества по сравнению с чистым PID-регулированием (вариант 4). Различие по точности наблюдается только в пределах погрешности оптимизации (0,5%).

Варианты 1, 2 (простой оператор дифференцирования в схеме комбинированного управления) дают точность ниже вариантов 3.2, 3.1 на 8%–17% (~15% вблизи уровня потерь 0,5 дБ).

Разброс минимального темпа сопровождения при уровне потерь 0, 5 дБ для вариантов коррекции 1–5 при уровне потерь 0, 5 дБ составляет ~15 Гц.

В существенной для рассмотрения области потерь менее 1 дБ достаточно малы расхождения по точности для вариаций структурных схем коррекции (вариант 2 по сравнению с вариантом 1 – до 3%, вариант 3.1 по сравнению с вариантом 3.2 – до 2%–3%).

Применение в вариантах 1-5 траекторных α - и α - β -фильтров на входе системы слежения дает близкий выигрыш по точности до 5%-7%.

Зависимость нормированной суммарной ошибки $r/\theta_{0.5}$ от электромагнитной постоянной времени T_e для модели объекта управления – звена 2-го порядка ($T_m = 0,2$ с, вариант коррекции 1) представлена на рис. 7.

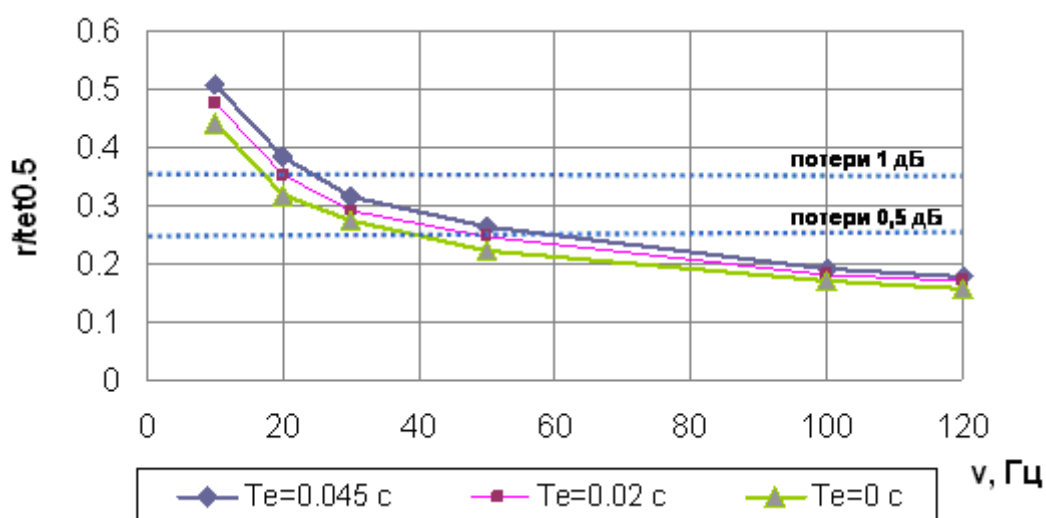


Рисунок 7 – Зависимость суммарной ошибки от электромагнитной постоянной времени для модели привода – звена 2-го порядка

Зависимость $r/\theta_{0.5}$ от времени задержки $T_3 = \tau$ для модели объекта управления – звена 1-го порядка ($T_m = 0,2$ с, вариант коррекции 1), показана на рис. 8. Разброс по суммарной ошибке составляет $\sim 10\%$.

Результат моделирования динамической и суммарной ошибки по азимуту в программной среде SIMULINK для оптимальных параметров звеньев коррекции в варианте 1 представлен на рис. 9, 10. Значения параметров: $T=0,05$ с, $\alpha_0 = 1,5767$, $k=5,4867$, $\nu = 0,2054$, $\nu_0 = 0,3897$.

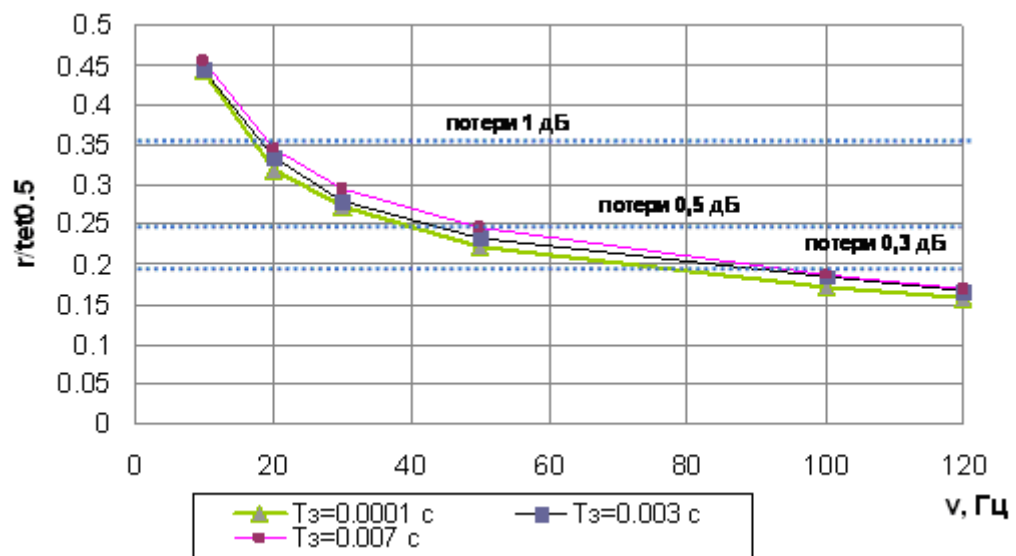


Рисунок 8 – Зависимость суммарной ошибки от времени задержки

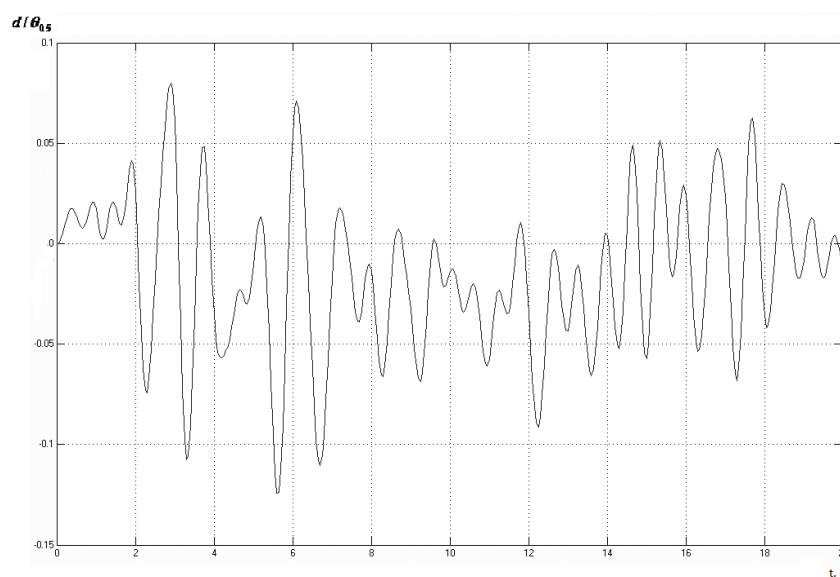


Рисунок 9 – Зависимость нормированной динамической ошибки $d/\theta_{0.5}$ от времени на интервале маневра

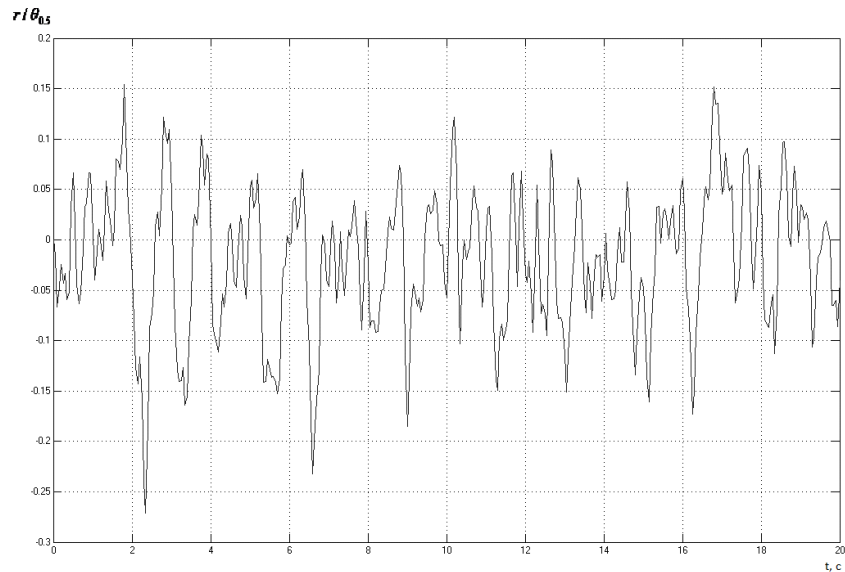


Рисунок 10 – Зависимость нормированной суммарной ошибки $r/\theta_{0,5}$ от времени на интервале маневра

Выводы

1. Исследована возможность автосопровождения геостационарного спутника-ретранслятора в строительной системе координат транспортного средства (поезд) по измерениям антенного датчика и энкодеров при механическом позиционировании антенного луча.

2. Для ряда схем коррекции системы автоматического слежения на базе комбинированного управления, PID-регулятора и траекторного фильтра проведена параметрическая оптимизация по критерию минимума энергетических потерь на обзор и получены аналитические условия астатизма 2-го порядка.

3. Построенные схемы коррекции обеспечивают возможность автосопровождения геостационарного спутника-ретранслятора при темпе сопровождения на уровне десятков герц и энергетических потерях не более 0,5 дБ.

4. Показатель колебательности построенных параметрически оптимальных систем слежения не превышает 1–1,5, что обеспечивает запас устойчивости, соответствующий хорошо демпфированной системе.

5. Использование траекторных α – и $\alpha - \beta$ -фильтров на входе системы слежения и для оценки производных в схеме комбинированного управления позволяет получить увеличение точности слежения до 17% (выигрыш $\sim 0,1$ дБ при характерных требованиях к уровню потерь на обзор не более 0,3 – 0,5 дБ).

Библиографический список

1. В.И. Смирнова, Ю.А. Петров, В.И. Разинцев. Основы проектирования и расчета следящих систем. М., Машиностроение, 1983 г.
2. Бесекерский В.А., Попов Е.П., Теория систем автоматического управления. Санкт-Петербург, "Профессия", 2003 г.
3. Яковлева С.Ю, Пыхов Ю.А. Параметрическая оптимизация траекторных фильтров в антенной системе автосопровождения спутника-ретранслятора с борта поезда. – Радиотехника (Журнал в журнале), № 10, 2009, стр.69-77.
4. Погорелов Д.Ю. и др. Программный комплекс "Универсальный механизм" (демо-версия). Брянский государственный технический университет, 2005 г., <http://umlab.ru>
5. Яковлева С.Ю, Пыхов Ю.А. Выбор параметров фильтра автосопровождения ретрансляционного спутника с борта железнодорожного состава. – Радиотехника (Журнал в журнале), № 4, 2009, стр. 57 - 63.
6. Кузьмин С. З.. Основы теории цифровой обработки радиолокационных сигналов. М., Советское радио, 1974 г.
7. Акопов В. С. Системы управления приводами. Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, С.-Петербург, 2006 г.
8. Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэгсдел К. Оптимизация в технике. Том 1. М., "Мир", 1986 г.

Сведения об авторе

Пыхов Юрий Александрович, инженер ОАО "Радиофизика"; аспирант
тел.: (499) 907-7318

