УДК 621.77

Никитина Т.Б.

СИНТЕЗ АНИЗОТРОПИЙНОГО СТАБИЛИЗАТОРА ОСНОВНОГО ВООРУЖЕНИЯ ТАНКА В ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ

Постановка проблемы, связь с научными и практическими задачами. Колесные и гусеничные машины отечественного производства обладают высокими тактико – техническими характеристиками и успешно конкурируют с военной техникой иностранного производства, что, в частности подтверждается контрактами с Пакистаном, Иорданией и Сирией на поставку отечественной военной техники. При модернизации колесных и гусеничных машин для повышения тактико–технических характеристик предполагается использование в системах наведения и стабилизации бортовой ЭВМ, с помощью которой аппаратно и программно можно реализовать более сложные законы управления, чем традиционные пропорциональные регуляторы с обратными связями по углам и угловым скоростям объекта управления [1-8].

Анализ последних достижений и публикаций. В последнее время интенсивно развивается теория стохастического робастного управления [9-14]. Системы стохастического робастного управления обладают рядом преимуществ. Во-первых, они робастно устойчивы, т.е. сохраняют устойчивость при изменении параметров объекта управления в определенных пределах. Во-вторых, они имеют существенно меньшую чувствительность к изменению параметров объекта управления по сравнению с оптимальными системами, несмотря на то, что динамические характеристики стохастических робастных систем могут незначительно отличаться от соответствующих характеристик оптимальных систем. [1].

Цель работы. Целью данной работы является разработка методики синтеза стохастического робастного регулятора стабилизатора основного танкового вооружения в горизонтальной плоскости с учетом упругости ствола. Задачей статьи является синтез и исследование динамических характеристик стохастической робастной системы управления стабилизатором танкового вооружения в горизонтальной плоскости а.

Изложение материала исследования, полученных научных результатов. Рассмотрим систему управления стабилизатором танкового вооружения в горизонтальной плоскости следуя работе [4], схема которой показана на рис. 1. Требуемое угловое положение оси канала ствола задается с помощью пульта наведения (ПН) воздействием на электромагниты наведения (ЭН) с помощью которых рамка гироскопического датчика угла (ГДУ) устанавливается в требуемое направление, которое контролируется с помощью главного зеркала прицела. Гироскопический датчик угла установлен непосредственно на башне (Б), что позволяет непрерывно измерять угловое отклонение башни от заданного направления на цель.

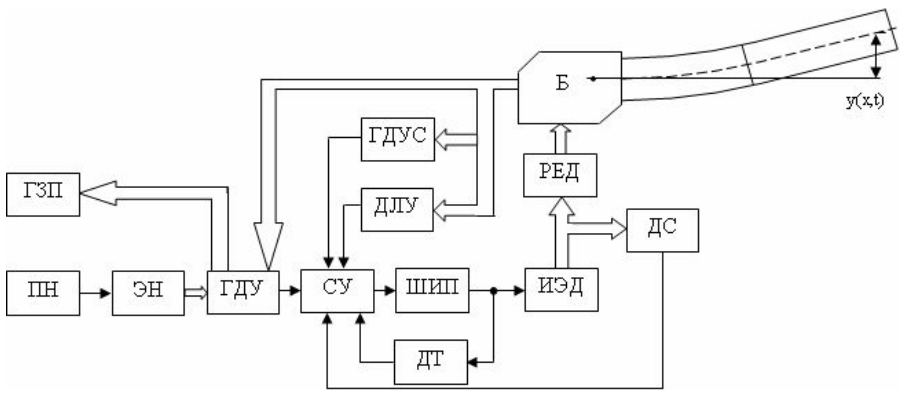


Рисунок 1 - Схема системы управления дискретно-континуальным объектом управления

Объект управления – башня (Б) приводится во вращение от исполнительного электродвигателя (ИЭД) через редуктор (РЕД). Исполнительный электродвигатель является высокомоментным двигателем постоянного тока, якорная обмотка которого питается от широтно-импульсного преобразователя (ШИП), входное напряжение которого формируется с помощью системы управления (СУ). На входы системы управления подаются сигналы: с выхода гироскопического датчика угла, пропорционального углу рассогласования между заданным направлением и фактическим направлением башни; с выхода гироскопического датчика угловой скорости (ГДУС), пропорционального угловой скорости вращения башни; с выхода датчика линейных ускорений (ДЛУ) пропорционального угловому ускорению башни; с выхода датчика скорости (ДС), пропорционального скорости вращения исполнительного электродвигателя и с выхода датчика тока (ДТ), пропорционального току якорной цепи исполнительного электродвигателя.

Башня танка совместно с орудием является объектом регулирования системы стабилизации вооружения в горизонтальной плоскости. Возмущающими моментами, действующими на башню является суммарный момент инерции башни и связанных с ней подвижных механизмов, суммарный момент трения, а также возмущающий момент, обусловленный неуравновешенностью башни относительно ее оси вращения, т.к. в отличие от орудия, башня танка, вследствие смещения центра масс относительно оси вращения башни в сторону орудия, всегда имеет значительную неуравновешенность. Наличие такой неуравновешенности приводит к возникновению целого ряда возмущающих моментов при движении танка и колебаниях его корпуса. Горизонтальные угловые колебания корпуса обусловлены изменениями направления движения, а также неравномерностью натяжения гусеничных цепей и состоянием грунта на трассе движения, что порождает соответственно низкочастотные и высокочастотные составляющие угловых колебаний башни, характер которых в значительной степени определяется манерой вождения танка. Интенсивность горизонтальных угловых колебаний в значительной мере определяет точность работы системы стабилизации вооружения в горизонтальной плоскости. В частности, при движении по твердому промерзшему грунту в зимних условиях интенсивность горизонтальных угловых колебаний может возрастать более чем в два раза [1].

Математическая модель объекта управления. Рассмотрим математическую модель объекта управления системы наведения и стабилизации в горизонтальной плоскости следуя работе [11]. Представим объект управления в виде твердого тела - и упругого элемента, как это показано на рис.1. Помимо вращения относительно оси, оно совершает упругие колебания. Обозначим через $\gamma(t)$ угол поворота жесткого тела в инерциальной системе координат, $y(x,t)$ - отклонение точек стержня от недеформированного состояния. Предположим, что управление осуществляется с помощью стабилизирующего момента $M_{c0}(t)$, приложенного к основному жесткому телу. Возмущающий момент $M_{в0}(t)$ действует также относительно этой оси поворота основного жесткого тела.

Тогда уравнение движения башни относительно оси может быть записано в следующем виде [11]:

$$I_0\ddot{\varphi}(\mathrm{t})-\int\limits_r^{r+l} m_1(x)\frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial t^2}dx = M_{co}(t)+M_{во}(t).$$

Это уравнение описывает свободное движение дискретно-континуального объекта управления, в котором I_c является характеристикой дискретно-континуального объекта как твердого тела, а $m_1(x)$ характеризует взаимное влияние движений жесткого модуля и колебаний упругих элементов. Функция $\mathrm{y}(\mathrm{x},\mathrm{t})$ удовлетворяет уравнению колебаний упругой балки

$$m_1(x)\ddot{\varphi}(\mathrm{t})+m(x)\frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial t^2}+EI(x)\frac{\partial^4 y(x,t)}{\partial x^4}+\xi EI(x)\frac{\partial^5 y(x,t)}{\partial x^4\partial t}=F_0(x,t),$$

где $EI(x)$ - изгибная жесткость ствола; ξ - коэффициент внутреннего демпфирования материала ствола; $F(x,t)$ - распределенное по длине ствола внешнее возмущение, обусловленное вертикальными колебаниями оси цапф орудия при движении танка по пересеченной местности.

Представим функцию $y(x,t)$ в виде следующего разложения

$$y(x,t)=\sum_{i=1}^{n}\gamma_i(t)T_i(t),$$

где n - число учитываемых форм упругих колебаний ствола. Тогда получим следующие уравнения, описывающие движение дискретно – континуального объекта под действием стабилизирующего момента $M_{c0}(t)$, возмущающего момента $M_{в0}(t)$, а также распределенной по длине ствола силы $F_0(x,t)$, вызванной горизонтальными колебаниями подрессоренной части танка

$$I_0\ddot{\varphi}(t)-\sum_{i=1}^{n}\ddot{T}i(t)\int\limits_r^{r+l} m_1(x)\gamma_i(x)dx = M_{co}(t)+M_{во}(\mathrm{t});$$

$$m_1(x)\ddot{\varphi}(\mathrm{t})+m(x)\sum_{i=1}^{n}\gamma_i(x)\ddot{T}_i(t)+EI(x)\sum_{i=1}^{n}\gamma_i^{1V}(x)T_i(t)+\xi EI(x)\sum_{i=1}^{n}\gamma_i^{1V}(x)\dot{T}_i(x)=F(x,t).$$

Учитывая только первую основную форму упругих колебаний, функцию $\mathrm{y}(\mathrm{x},\mathrm{t})$ представим в виде

$$y(x,t)=\gamma_0(x)T_0(t).$$

Тогда уравнения динамики движения дискретно-континуального объекта управления примут следующий вид

$$I_0\varphi(\mathrm{t})-a_0\ddot{T}_0(t)=M_{co}(t)+M_{во}(t);$$
$$a_0\ddot{\varphi}(\mathrm{t})+c_0\ddot{T}_0(t)+\xi\, b_0\dot{T}_0(t)+b_0T_0(t)=f_0(t).$$

Электропривод горизонтального наведения содержит высоко моментный двигатель постоянного тока независимого возбуждения, якорная цепь которого питается от широтно-импульсного преобразователя. Для упрощения математической модели электропривода горизонтального наведения предположим, что он содержит внутренний контур тока. В контуре тока с помощью пропорционально-интегрального регулятора компенсируется постоянная времени электромагнитных процессов, происходящих в якорной цепи двигателя, а динамика замкнутого контура тока, настроенного на модульный оптимум описывается передаточной функцией второго порядка

$$W_{зт}(p)=\frac{1}{T_0^2p^2+2\xi T_0p+1}.$$

Эквивалентная постоянная времени T_0 которого определяется малой некомпенсируемой постоянной времени $T_{\mu т}$ контура тока, так что

$$T_0=\sqrt{2}T_{\mu т},$$

а коэффициент демпфирования $\xi=\sqrt{2}/2$. Так как в двигателе постоянного тока независимого возбуждения момент двигателя $M_д$ связан с током якорной цепи двигателя $I_я$ соотношением

$$M_д(t)=K\Phi I_я(t),$$

где K - конструктивная постоянная двигателя, Φ - магнитный поток двигателя, то динамика изменения момента двигателя $M_д$ описывается точно такой же передаточной функцией и отличается лишь коэффициентом передачи замкнутого контура регулирования момента. Тогда уравнение динамики исполнительного органа относительно момента стабилизации M_{co} запишем в следующем виде

$$T_м^2\ddot{M}_{c0}(t)+2\xi_м T_м\dot{M}_{co}(t)+M_{co}(t)=K_м\mathrm{u}(t),$$

где $T_м$, $\xi_м$, $K_м$ - соответственно постоянная времени, коэффициент демпфирования и коэффициент усиления замкнутого контура момента с учетом коэффициента передачи редуктора электромеханического исполнительного механизма в канале горизонтального наведения.

Заметим, что на большинстве отечественных танков используется электромашинный усилитель мощности, однако при модернизации танков такой усилитель, как правило, заменяется на широтно-импульсный преобразователь.

Введем следующие компоненты вектора состояния: угол $\varphi(\mathrm{t})$ отклонения между осью канала ствола и направлением на цель и его производную $\dot{\varphi}(\mathrm{t})$, значение функции $T_0(t)$ в представлении функции $y(x,t)$ характеризующей отклонение точек оси канала ствола от его недеформируемого состояния, а также производную этой функции $\dot{T}_0(t)$, момент стабилизации $M_{co}(\mathrm{t})$ башни с помощью исполнительного электродвигателя и его производную $\dot{M}_{co}(\mathrm{t})$. При этом вектор состояния примет следующий вид

$$\vec{X}(t)=\{\varphi(\mathrm{t}),\dot{\varphi}(\mathrm{t}),\mathrm{T}_0(t),\dot{T}_0(t),M_{co}(t),\dot{M}_{co}(t),\}.$$

Тогда уравнения возмущенного движения дискретно-континуального объекта стабилизации совместно с уравнением исполнительного электропривода, эквивалентны системе дифференциальных уравнений 6-го порядка

$$\dot{x}_1(t)=x_2(t);$$
$$\dot{x}_2(t)=\frac{c_0}{I_0c_0}+a_0^2x_5(t)-\frac{\xi\, a_0b_0}{\Delta}x_4(t)-\frac{a_0b_0}{\Delta}x_3(t);$$
$$\dot{x}_3(t)=x_4(t);$$
$$\dot{x}_4(t)=-\frac{\xi\, I_0b_0}{\Delta}x_4(t)-\frac{I_0b_0}{\Delta}x_3(t)-\frac{a_0}{\Delta}x_5(t)$$
$$\dot{x}_5(t)=x_6(t);$$
$$\dot{x}_6(t)=-\frac{1}{T_{\text{м}}^2}x_5(t)-\frac{2\xi_м}{T_м}x_6(t)+\frac{K_м}{T_м^2}\mathrm{u}(t);$$

Здесь введено обозначение $\Delta=\mathrm{I}_0c_0+a_0^2$.

Тогда в уравнении состояния возмущенного движения дискретно-континуального объекта стабилизации совместно с уравнением исполнительного электропривода и интегратором, на котором реализуется астатический регулятор, матрица состояния примет следующий вид

$$A=\left\|\begin{array}{cccccc} & 1 & & & & \\ & & -\dfrac{a_0b_0}{\Delta} & -\dfrac{\xi a_0b_0}{\Delta} & \dfrac{c_0}{\Delta} & \\ & & & 1 & & \\ & & \dfrac{-I_0b_0}{\Delta} & \dfrac{-\xi I_0b_0}{\Delta} & \dfrac{-a_0}{\Delta} & \\ & & & & & 1 \\ & & & & \dfrac{-1}{T_м^2} & \dfrac{-2\xi_м}{T_м} \end{array}\right\|,\ B=\begin{array}{|c|}\hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \dfrac{K_м}{T_м^2} \\ \hline \end{array}.$$

Заметим, что эта система уравнений является упрощенной, так как в ней не учитывается собственная динамика гироскопических датчиков угла и угловой скорости, а также учитывается лишь первый тон упругих колебаний ствола орудия.

Метод решения. Если входной сигнал является гауссовым белым шумом, а математическая модель системы полностью определена, то при синтезе регулятора минимизируют линейный квадратичный гаусовый критерий [1] в виде минимума математического ожидания квадрата выходной координаты

$$J\left(w_{ky}\right) = \lim_{t \to \infty} M\left[\int_0^t Z^T Z dt\right],$$

здесь M - обозначает математическое ожидание.

Такой регулятор фактически минимизирует H^2 норму, что может быть записано в следующем виде

$$\left\|w_{ZX}\right\|_2 \to \min .$$

Заметим, что H^2 норма передаточной функции на основании теоремы Релея - Парсеваля может быть определена в частотной области в виде

$$\|w\|_2 = \left\{\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} tr\left\{w(j\omega)[w(j\omega)]^*\right\} d\omega\right\}^{1/2} .$$

Применение регуляторов, оптимальных по квадратичным критериям качества показало их высокую чувствительность к структурным и параметрическим возмущениям объекта управления и внешних воздействий. Для уменьшения чувствительности синтезированной системы к структурным и параметрическим возмущениям объекта управления и внешних воздействий вместо H^2 нормы используют H^∞ норму в следующем виде

$$\left\|w_{ZX}\right\|_\infty \to \min .$$

Обычно H^∞ норма определяется путем нахождения максимального сингулярного значения $\overline{\sigma}(\cdot)$ матрицы передаточной функции с помощью алгоритма Шура в следующем виде

$$\|w\|_\infty \equiv \sup_\omega \overline{\sigma}\left(w(j\omega)\right),\ \omega \in [0, \infty).$$

Робастные регуляторы, синтезированные по критерию H^∞, обладают малой чувствительностью к структурным и параметрическим возмущениям [10-11], однако их динамические характеристики часто оказываются неудовлетворительными в связи с излишней «осторожностью» робастных регуляторов, рассчитанных на работу системы в самых неблагоприятных условиях.

Применение регуляторов, синтезированных по смешанному критерию, включающему H^2 и H^∞ нормы, позволяет получать системы, обладающие достаточно высокими динамическими характеристиками при низкой чувствительности к изменению параметров и структуры объектов управления. Однако вопрос выбора параметра толерантности γ, характеризующего соотношения между H^2 и H^∞ нормами решается на интуитивном уровне. Чем ближе система к оптимальной по H^2 норме, тем она более чувствительна к изменению параметров и структуре моделей объекта управления и внешних воздействий. Чем ближе синтезированная система к оптимальной по H^∞ норме, тем меньшую точность она имеет, так как проявляет излишнюю «осторожность» и рассчитана на работу в самых неблагоприятных условиях.

Одним из корректных подходов к обоснованному выбору смешанного критерия, включающего H^2 и H^∞ нормы, является построение анизотропийных регуляторов [12-14]. При стохастическом подходе к синтезу H^∞ управления в качестве критерия оптимальности системы используется стохастическая норма системы

$$\left\|w_{ZX}\right\|_a \to \mathbf{min}\,.$$

При этом фактически используется комбинация стохастической нормы системы и средней анизотропии случайного сигнала, что и приводит к одному из вариантов стохастической нормы, названной анизотропийной нормой.

Рассмотрим решение задачи анализа анизотропийных регуляторов для многомерной дискретной системы с m входами и p выходами и матричной передаточной функцией w, на вход которой поступает дискретный многомерный гаусовский белый шум с нулевым математическим ожиданием и единичной ковариационной матрицей. Тогда средняя анизотропия дискретной последовательности на выходе такой системы определяется следующим выражением

$$\overline{A}\left(w_\phi\right) \equiv -\frac{1}{4\pi}\int_{-\pi}^{\pi} \mathbf{ln\,det}\left\{\frac{m}{\left\|w_\phi\right\|_2^2}\,\widehat{w}_\phi(\omega)\left[\widehat{w}_\phi(\omega)\right]^*\right\}d\omega\,.$$

Величина средней анизатропии равна нулю, если дискретная последовательность представляет собой гаусовский белый шум с единичной ковариационной матрицей.

Представим исходную дискретную систему в форме пространства состояний

$$w_\phi = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix},$$

т.е. передаточная функция системы w_ϕ задана в виде A, B, C, D реализации.

Тогда средняя анизотропия дискретной последовательности на выходе системы может быть определена следующим образом

$$\overline{A}\left(w_\phi\right) \equiv -\frac{1}{2\pi}\,ln\,det\left[\frac{mT}{tr\left\{CPC^T + DD^T\right\}}\right],$$

где матрица Т связана с решением R уравнения Риккати.

$$R = ARA^T + BB^T - LTL^T,$$
$$T \equiv CRC^T + DD^T,$$
$$L \equiv \left(ARC^T + BD^T\right)T^{-1},$$

а грамиан управляемости Р системы является решением уравнения Ляпунова

$$P = APA^T + BB^T.$$

Для решения уравнения Риккати используется алгоритм для нахождения обобщенных собственных векторов Шура, а для решения уравнения Ляпунова используется алгоритм Шура для унитарной триангуляции матриц.

Для дискретной динамической системы с передаточной функцией w, на вход которой поступает дискретная последовательность, сформированная из гаусовской последовательности с мощью дискретного фильтра с передаточной функцией $w_{ф}$ вводится анизотропийная норма системы в следующем виде

$$|||w|||_a \equiv \mathbf{sup}\left\{\frac{\|ww_{ф}\|_2}{\|w\|_2} \mathbf{:} w_{ф} \in w_a\right\}.$$

Анизотропийная норма системы характеризует не анизотропию дискретных последовательностей на входе и выходе системы, а чувствительность системы в среднем к случайным входным последовательностям со средним уровнем анизотропии равным a. Причем, при нулевой анизотропии a=0 входной дискретной последовательности анизотропийная норма системы равна H^2 норме системы, а при бесконечной анизотропии $a \to \infty$ входной дискретной последовательности анизотропийная норма системы равна H^∞ норме системы, так что имеет место следующее соотношение

$$\frac{1}{\sqrt{m}}\|w\|_2 = |||w|||_0 \le \lim_{a \to +\infty}|||w|||_a = \|w\|_\infty.$$

Таким образом, если величина анизотропии входной дискретной системы находятся в диапазоне $0 < a < \infty$, то значение анизотропийной нормы системы $|||w|||_a$ ограничено значениями H^2 и H^∞ нормами системы

$$\frac{1}{\sqrt{m}}\|w\|_2 \le |||w|||_a \le \|w\|_\infty.$$

Рассмотрим алгоритм вычисления анизотропийной нормы дискретной системы, заданной в пространстве состояний матрицами A, B, C, D. Запишем для этой дискретной системы уравнение Риккати относительно матрицы R в следующем виде

$$R = A^T R A + q C^T C - L^T \Sigma^{-1} L,$$
$$\Sigma \equiv \left(I_m - q D^T D - B^T R B\right)^{-1},$$
$$L \equiv \Sigma\left(B^T R A + q D^T C\right).$$

Тогда a - анизотропийная норма этой системы может быть определена в виде

$$|||w|||_a = \left\{\frac{1}{q}\left[1 - \frac{m}{tr\left\{LPL^T + \Sigma\right\}}\right]\right\}^{1/2},$$

где грамиан управляемости Р формирующего фильтра

$$w_\phi = \begin{bmatrix} A + BL & b\Sigma^{1/2} \\ L & \Sigma^{1/2} \end{bmatrix}.$$

Определяется уравнением Ляпунова

$$P = [A + BL]P[A + BL]^T + B \Sigma B^T.$$

При этом величина анизотропии дискретной случайной последовательности на входе системы равна

$$-\frac{1}{2}\mathbf{ln\,det}\left[\frac{m\Sigma}{tr\left\{LPL^T + \Sigma\right\}}\right] = a.$$

Рассмотрим синтез робастного регулятора, минимизирующего анизотропийную норму в форме пространства состояний [12-13]. Этот регулятор формирует управляющее воздействие на вход системы по ее измеряемому выходу и представляет собой динамический блок типа компенсатора, объединяющий робастный наблюдатель и робастный регулятор.

Обозначим A, B, C, D реализацию исходной системы, замкнутой этим динамическим блоком в следующем виде

$$\Im\left(W, W_{ky}\right) \sim \begin{bmatrix} \overline{A} & \overline{B} \\ \overline{C} & D_{11} \end{bmatrix} \equiv \left[\begin{array}{cc|c} A & B_2\widehat{C} & B_1 \\ \widehat{B}C_2 & \widehat{A} & \widehat{B}D_{21} \\ \hline C_1 & D_{12}\widehat{C} & D_{11} \end{array}\right].$$

Рассмотрим уравнение Риккати

$$R = \overline{A}^T R \overline{A} + q \overline{C}^T \overline{C} + L^T \Sigma^{-1} L,$$
$$\Sigma \equiv \left[I_{m_1} - q D_{11}^T D_{11} - \overline{B}^T R \overline{B}\right]^{-1},$$
$$L \equiv [L_1 \quad L_2] \equiv \Sigma\left[\overline{B}^T R \overline{A} + q D_{11}^T \overline{C}\right].$$

В этом уравнении скалярный параметр q выбирается из полуоткрытого интервала $\left[0; \left\|\Im\left(w, w_{ky}\right)\right\|_{\infty}^{-2}\right]$. Если это уравнение Риккати имеет решение, то анизотропия сигнала равна

$$-\frac{1}{2}\mathbf{ln\,det}\left[\frac{m_1\Sigma}{tr\left\{LPL^T+\Sigma\right\}}\right]=a,$$

а эквивалентный формирующий фильтр

$$W_{\phi}\sim\left[\begin{array}{cc}\overline{A}+\overline{B}L & \overline{B}\Sigma^{1/2}\\ L & \Sigma^{1/2}\end{array}\right]=\left[\begin{array}{cc|c}A+B_1L_1 & B_1L_2+B_2\widehat{C} & B_1\Sigma^{1/2}\\ \widehat{B}\left[C_2+D_{21}L_1\right] & \widehat{A}+\widehat{B}D_{21}L_2 & \widehat{B}D_{21}\Sigma^{1/2}\\ \hline L_1 & L_2 & \Sigma^{1/2}\end{array}\right]$$

имеет грамиан управляемости, определяемый уравнением Ляпунова

$$P=\left[\overline{A}+\overline{B}L\right]P\left[\overline{A}+\overline{B}L\right]^T+\overline{B}\Sigma\overline{B}^T.$$

При этом a - анизотропийная норма системы, замкнутой таким регулятором, равна

$$\left\|\Im\left(W, W_{ky}\right)\right\|_a=\left\{\frac{1}{q}\left[1-\frac{m_1}{tr\left\{LPL^T+S\right\}}\right]\right\}^{1/2}.$$

Рассмотрим уравнение Риккати

$$\begin{gathered}S=\left[A+B_1L_1\right]S\left[A+B_1L_1\right]^T+B_1\Sigma B_1^T-\Lambda\Theta\Lambda^T,\\ \Theta\equiv\left[C_2+D_{21}L_1\right]S\left[C_2+D_{21}L_1\right]^T+D_{21}\Sigma D_{21}^T,\\ \Lambda\equiv\left[\left[A+B_1L_1\right]S\left[C_2+D_{21}L_1\right]^T+B_1\Sigma D_{21}^T\right]\Theta^{-1}.\end{gathered}$$

Рассмотрим также уравнение Риккати

$$\begin{gathered}T=\underline{A}^T T\,\underline{A}^T+\underline{C}^T\underline{C}-N^T\Pi N,\\ \Pi\equiv\underline{B}^T T\underline{B}+D_{12}^T D_{12},\\ N\equiv\left[N_1\quad N_2\right]\equiv-\Pi^{-1}\left(\underline{B}^T T\underline{A}+D_{12}^T\underline{C}\right),\end{gathered}$$

в котором матрицы A, B, C, D реализации имеют следующий вид

$$\begin{bmatrix} \underline{A} & \underline{B} \\ \underline{C} & \underline{D} \end{bmatrix} \equiv \left[\begin{array}{cc|c} A & B_1 M & B_2 \\ 0 & A + B_1 M + B_1 \widehat{C} & 0 \\ \hline C_1 & D_{11} M & \underline{D} \end{array}\right].$$

Откуда может быть получена $\widehat{A}$, $\widehat{B}$, $\widehat{C}$, $\widehat{D}$ реализация регулятора, оптимизирующего анизотропийную норму.

$$\widehat{A} = B_2 \widehat{C} + \left[I_n - \Lambda\right] \begin{bmatrix} A & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_n \\ M \end{bmatrix},$$

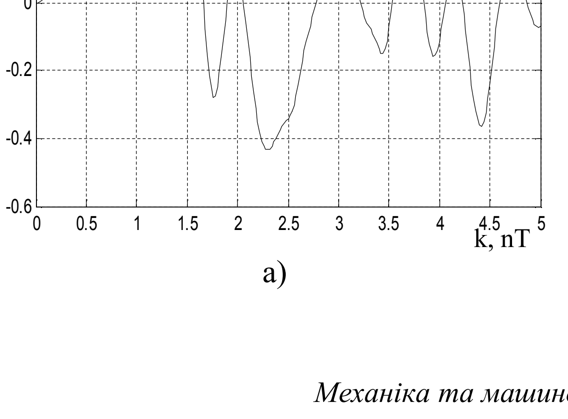
$$\widehat{B} = \Lambda,\ \widehat{C} = N_1 + N_2 .$$

Таким образом, решение задачи стохастической робастной оптимизации сводится к вычислению трех алгебраических уравнений Риккати, уравнения Ляпунова и уравнения специального вида для вычисления уровня анизотропии входного сигнала.

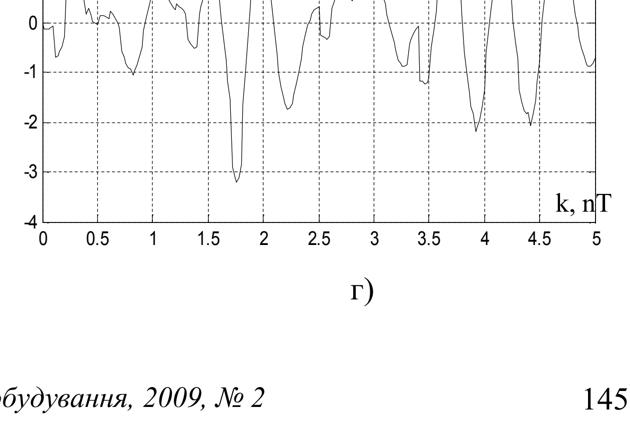
Результаты моделирования. В качестве примера на рис. 2 показаны реализации угла $\varphi(\mathrm{k})$ отклонения между осью канала ствола и направлением на цель а) и его производной $\dot{\varphi}(\mathrm{k})$ б); функции $T_0(k)$ в) и ее производной $\dot{T}_0(k)$ г), момента стабилизации $M_{сб}(\mathrm{k})$ д) и его производной $M_{сб}(\mathrm{k})$ е) системы наведения и стабилизации в горизонтальной плоскости при случайных внешних воздействиях.

Выводы из проведенного исследования, перспективы этого направления. Разработан метод синтеза анизотропийного робастного управления стабилизатором основного танкового вооружения в горизонтальной плоскости. Задача определения анизотроприйной нормы системы управления сводится к решению уравнений Риккати и Ляпунова, а задача синтеза системы, минимизирующей анизотропийную норму, сводится к синтезу двух уравнений Риккати, уравнения Ляпунова и еще одного алгебраического уравнения.

Применение стохастического робастного регулятора позволило получить приемлемые показатели качества для стабилизатора основного танкового вооружения в горизонтальной плоскости как дискретно-континуального объекта управления с учетом упругих колебаний. Приведены динамические характеристики синтезированной системы при случайном изменении внешних воздействий.



а)



г)

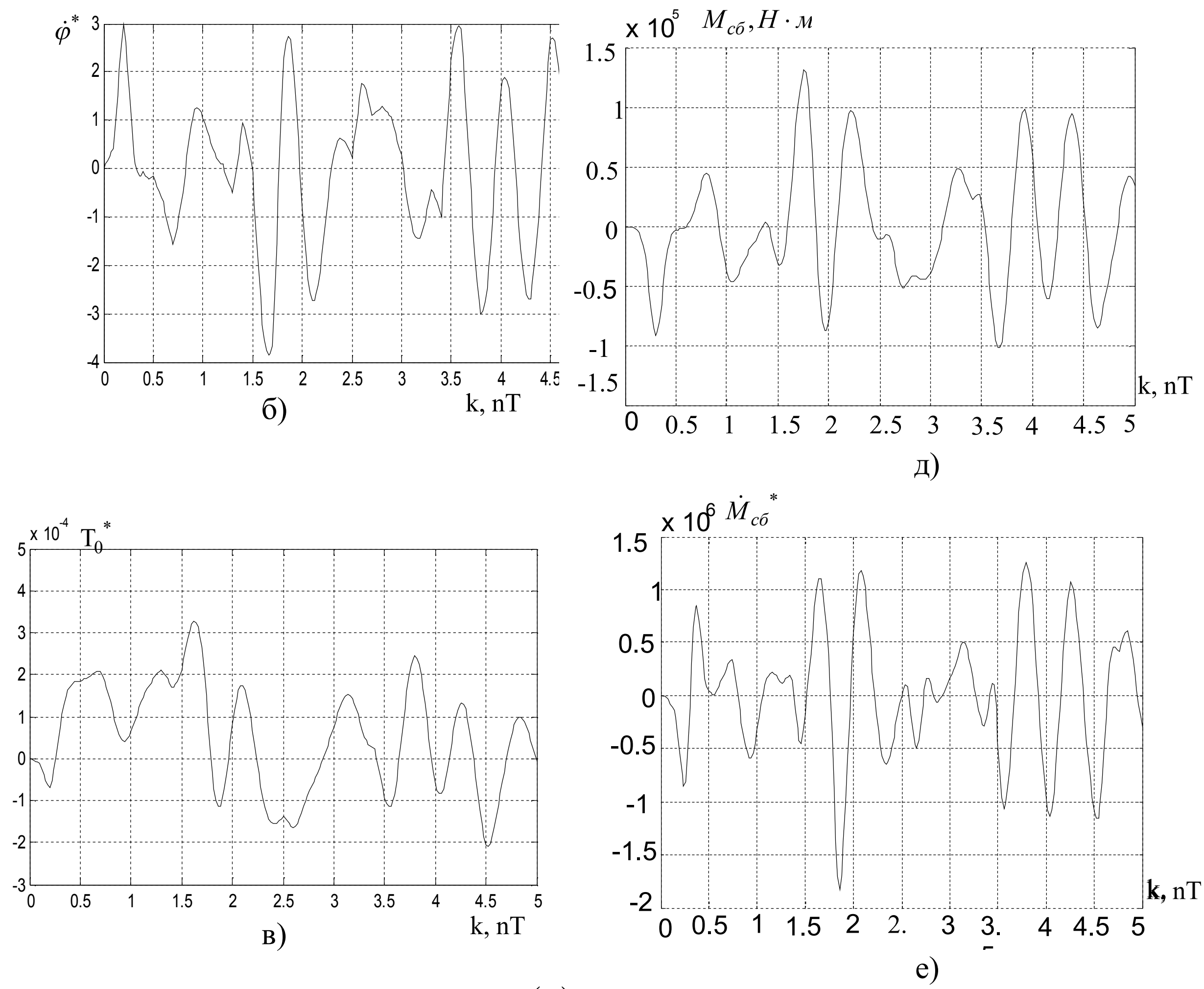


Рисунок 2 - Реализации угла $\varphi(\mathrm{k})$ отклонения между осью канала ствола и направлением на цель а) и его производной $\dot{\varphi}(\mathrm{k})$ б); функции $T_0(k)$ в) и ее производной $\dot{T}_0(k)$ г), момента стабилизации $M_{сб}(\mathrm{k})$ д) и его производной $M_{сб}(\mathrm{k})$ е) системы наведения и стабилизации в горизонтальной плоскости при случайных внешних воздействиях

Дальнейшее повышение точности стабилизации сдерживается энергетическими ограничениями исполнительного электродвигателя и информационными ограничениями измерителей.

Литература: 1. Александров Е.Е., Богаенко И.Н., Кузнецов Б.И. Параметрический синтез систем стабилизации танкового вооружения. – К.: Техніка, 1997. – 112 с. 2. Александров Е.Е., Кузнецов Б.И., Радиевский А.Е. Оптимизация электромеханических систем с упругими элементами. – Харків: ІМІС, 1995. – 304 с. 3. Александров Е.Е., Александрова И.Е., Богаенко И.Н. Инвариантный стабилизатор основного вооружения танка// Артиллерийское и стрелковое вооружение. – Киев: 2006. - №3. – С. 30 – 34. 4. Александров Є.Є., Богатыренко К.І., Бєляєв С.М. Параметричний синтез автоматизованого електропривода танкової башти. Електромашинобудування та електрообладнання. Міжвідомчий науково - технічний збірник. – Київ. Техніка. 2006, випуск 66. – С.195 – 196. 5. Александров Е.Е., Александрова И.Е., Костянник И.В. Параметрический синтез стабилизатора переменной структуры дискретно – континуального объекта. Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. Частина 4. – Київ: 2006. С.65-68. 6. Богатыренко К.И., Беляев С.Н., Савчук А.О. Инвариантный танковый стабилизатор основного вооружения. Механіка та машинобудування//Науково – технічний журнал. – Харків: НТУ „ХПІ”, 2006. - №1, с. 229 – 232. 7. Нефедов А.В., Рудник Н.П. Определение параметров передаточных функций модели стабилизатора для тренажера боевого отделения танка. Механіка та машинобудування//Науково – технічний журнал. – Харків: НТУ „ХПІ”, 2004. - №2, с. 185 – 192. 8. Корнеев В.В., Кузнецов М.И., Кузьмин Л.П. Основы автоматики и танковые автоматические системы. – М. АБТВ, 1976.-546 с. 9. Никитина Т.Б. Робастное управление системой наведения и стабилизации вооружения легкобронированной машиной//Вестник НТУ «ХПИ”: Сб. науч. раб.- Харьков: НТУ “ХПИ”.Тематический выпуск «Автоматика и приборостроение». 2007.- №36. С. 80 – 88. 10. Никитина Т.Б. Робастная стабилизация танкового вооружения. Вестник НТУ «ХПИ», Сборник научных трудов. Тематический выпуск «Автоматика и приборостроение». 2007, №10. С. 134 – 144. 11. Никитина Т.Б. Робастная стабилизация дискретно – континуального объекта. //Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 4. Київ. 2007. С. 60 – 64. 12. Vladimirov I.G., Kurdjukov A.P., Semyonov A.V. On computing the anisotropic norm of linear discrete-time-invariant systems // Proceedings of the 13 th IFAC Word Congress, San-Francisco, California, USA, June 30 – July 5, 1996, v. G, Paper IFAC-2d-01.6, 1996. 13. Vladimirov I.G., Kurdjukov A.P., Semyonov A.V. State-space solution to anisotropy-based stochastic H-infinity optimization problem // Proceedings of the 13th IFAC Word Congress, San-Francisco, California, USA, June 30 – July 5, 1996, v. H, Paper IFAC-3d-01.6, 1996. 14. Mariton M., Bertrand P. A homotopy algoritm for solving coupled Riccati equations // Optimal Control Applications \ & Methods, v. 6, 1985.

Нікітіна Т.Б.

СИНТЕЗ АНІЗОТРОПІЙНОГО СТАБІЛІЗАТОРУ ОСНОВНОГО ОЗБРОЄННЯ ТАНКУ У ГОРИЗОНТАЛЬНІЙ ПЛОЩАНІ

Розроблено метод синтезу стохастичного робастного керування електроприводом горизонтального наведення з урахуванням пружних елементів як дискретно-континуальнім об’єктом. Наведено приклад динамічних характеристик синтезованої системи.

Nikitina T.B.

ROBUST CONTROL STOCHASTIC SYNTHESIS BY THE HORIZON ELECTRIC DRIVE FOR BASIC TANK ARMAMENT

The method of robust control stochastic synthesis by the horizon electric drive for basic tank armament with elastic elements as discrete-continual plant is developed. The example of dynamic characteristics for such system is given.