УДК 621.52

к.т.н. Руднев Е. С.,
к.т.н. Грицюк В. Ю.,
к.т.н. Щербак В. В.
(ДонГТУ, г. Лисичанск, Украина)

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РОБАСТНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Рассмотрена инженерная методика синтеза робастной системы управления электроприводом переменного тока на базе синхронного электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов с H_∞-субоптимальным регулятором скорости, функционирующей в условиях неполной информации об объекте и с учетом его структурных неопределенностей. Показано, что использование робастного регулятора позволяет существенно уменьшить влияние параметрических и внешних возмущений на качество регулирования. Получены результаты моделирования в пакете Matlab/Simulink.

Ключевые слова: *синхронный электропривод, робастное управление, неопределенность, чувствительность, моделирование.*

Проблема и ее связь с научными и практическими задачами.

Одной из основных проблем современной теории управления является управление динамическими объектами в условиях неопределенности. Неопределенность вызывается отсутствием полных сведений относительно параметров или характеристик объекта управления (ОУ), кроме того, сама математическая модель ОУ, полученная аналитически или в результате идентификации, отличается от реальной технической системы.

В последние десятилетия развивается подход, когда при наличии неопределенности возникает задача управления не единственным объектом, а семейством объектов, принадлежащих заданному множеству. По сравнению с алгоритмами классической теории управления необходимо единственным регулятором обеспечить устойчивость замкнутой системы не только для номинального объекта, но и любого объекта из заданного класса неопределенности – это и есть задача синтеза робастного управления (H_∞-теория).

Интерес к синтезу робастных регуляторов связан с потребностями в снижении необходимого объема априорной информации об объектах управления, стремлением к универсальности управляющих систем и сокращению затрат на их наладку. Следует признать, что, несмотря на серьезные теоретические достижения [1-3], в том числе и в области автоматизированного электропривода, методы H_∞-оптимизации не вошли в повседневную отечественную и зарубежную практику. Это объясняется доминированием на рынке комплектных электроприводов с «классическими» алгоритмами управления.

Постановка задачи. Разработка эффективных алгоритмов регулирования скорости синхронных электродвигателей с постоянными магнитами (СДПМ), обеспечивающих улучшение их качества в смысле малой чувствительности к значениям изменяющихся и заранее неопределенных параметров.

Изложение материала и его результаты. Математическая модель СДПМ приведена в ряде работ [4-6]. Линеаризованная математическая модель СДПМ как объекта управления, необходимая для синтеза, приведена авторами в [7].

Передаточную функцию по отношению к управляющему воздействию:

$$W_{\omega,U_{1q}}\left(p\right)=\frac{\left(Z_{п}\psi_{1d0}\right)^{-1}}{\left(T_{э1}T_{м1}p^{2}+T_{м1}p+1\right)}. \qquad (1)$$

Анализ передаточной функции (1) показывает, что динамические характеристики синхронного двигателя, работающего в режиме вентильного двигателя (бесколлекторного двигателя постоянного тока) аналогичны соответствующим характеристикам обычного электродвигателя постоянного тока. Структура, составленная на основе полного линеаризованного описание СДПМ [7] соответствует структуре описания двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (рис. 1). Скорость синхронного двигателя в этом режиме пропорциональна напряжению, прикладываемому к статорным обмоткам преобразователем частоты.

В качестве объекта для дальнейших исследований принят электропривод с преобразователем частоты SINAMICS и синхронным серводвигателем с возбуждением от постоянных магнитов типа 1FT6044-1AF71 с такими паспортными данными:

$U_{1н}=340\,\text{В}$, $n_{н}=3000\,\text{об/мин}$, $Z_{п}=6$,

$I_{1н}=4,9\,\text{А}$, $J_{д}=16,3\cdot10^{-4}\,\text{кгм}^{2}$,

$K_{t}=1,57\,\text{Вб}$, $R_{s}=1,4\,\text{Ом}$, $L_{d}=13,5\,\text{мГн}$.

Используя обозначения параметров, принятые в приведенных выше описаниях, получим следующие их значения: $R_1=R_s$, $L_1=L_d$, $\psi_{в}=0,174\,\text{Вб}$, $T_{11}=L_1/R_1$, $T_{11}=T_{э1}=9,64\,\text{мс}$, $J=1,2J_{д}$, $T_{м1}=1,66\,\text{мс}$.

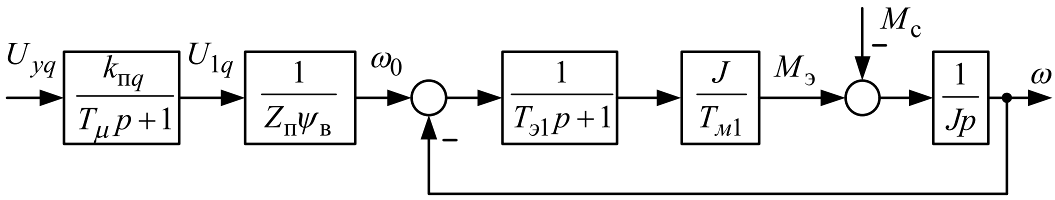


Рисунок 1 – Структурная схема линеаризованного описания СДПМ с учётом инерционности преобразователя частоты

Полагаем, что индуктивность обмотки статора L_1 изменяются в диапазоне ±20%, активное сопротивление обмотки статора R_1 в диапазоне ±30%, а момент инерции, приведенный к валу двигателя J – в диапазоне ±40% от номинальных значений. Передаточный коэффициент, постоянная времени преобразователя частоты, потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами на роторе машины $\psi_{в}$, считаются постоянными величинами.

Описание вышеуказанных неопределенностей, которые либо точно не известны, либо изменяются в процессе работы электропривода, представленных как линейное дробное преобразование (ЛДП); определение динамики входов/выходов системы в матричном представлении с учетом неопределенностей как $\mathbf{G}(s)$ - матрица передаточных функции (МПФ), а также последовательность преобразования структурных схем объекта управления с неопределенными параметрами, рассмотрены авторами в [6,8].

На рисунке 2 приведены логарифмические частотные характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ) возмущенной (неопределенной) разомкнутой системы, которые получены при различных значениях параметров возмущения δ_L, δ_R, δ_J, выбирается 3 величины для каждого возмущения, в соответствии с созданной МПФ разомкнутой системы [6, 8].

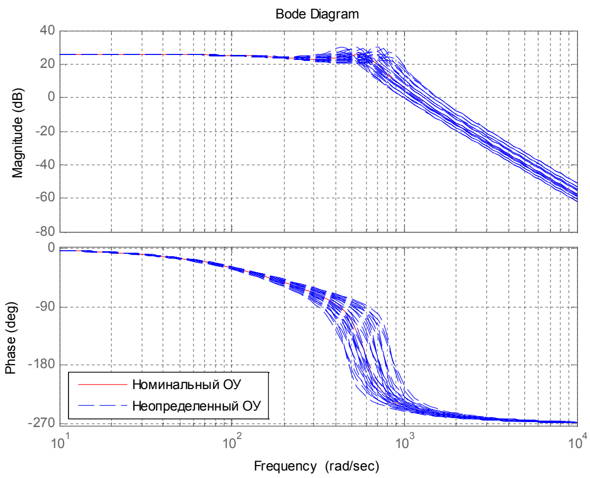
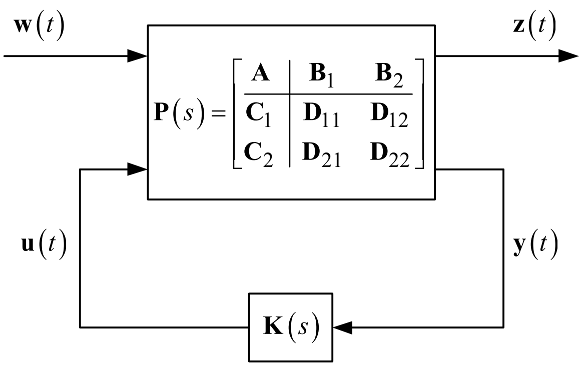


Рисунок 2 – Семейство ЛАЧХ и ЛФЧХ возмущенной системы в пределах $-1 \le \delta_L, \delta_R, \delta_J \le 1$

В H_∞-теории Дж. Дойлом и др. было доказано, что стандартная задача H_∞-управления (которая часто называется задачей минимизации энергии выхода) может быть развязана с помощью решения двух алгебраических уравнений Риккати [1] и связана со структурной схемой, представленной на рисунке 3.



$$\mathbf{P}(s) = \left[\begin{array}{c|cc} \mathbf{A} & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 \\ \hline \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_{21} & \mathbf{D}_{22} \end{array}\right]$$

Рисунок 3 – Структурная схема синтезируемой системы (стандартная задача H_∞-управления)

На рисунке 3 приняты следующие обозначения:

$\mathbf{w}(t)$ – вектор внешний воздействий (возмущающих и задающих);

$\mathbf{y}(t)$ – вектор измеряемого выхода, используемый для улучшения качества работы САР (вектор, по которому замыкается через регулятор обратная связь);

$\mathbf{u}(t)$ – выходной вектор регулятора (вектор управляющих воздействий);

$\mathbf{z}(t)$ – вектор ошибки, используемый для контроля качества САР (вектор, который необходимо сделать минимальным в определенном смысле).

Матрица передаточных функций $\mathbf{P}(s)$ представляет не только сам объект $\mathbf{G}(s)$, которым необходимо управлять, но и т.н. весовые функции, которые используются для обеспечения желаемого качества. Такого рода объект $\mathbf{P}(s)$ называется обобщенным (расширенным) объектом, структурная схема которого показана на рисунке 4.

На рисунке 4 $\mathbf{G}(s)$ - МПФ объекта управления; $\mathbf{K}(s)$ - робастный регулятор; $\mathbf{P}(s)$ - МПФ обобщенного объекта с учетом весовых функций; $\mathbf{W_S}(s), \mathbf{W_R}(s)$ и $\mathbf{W_T}(s)$ - весовые функции, зависящие от частоты.

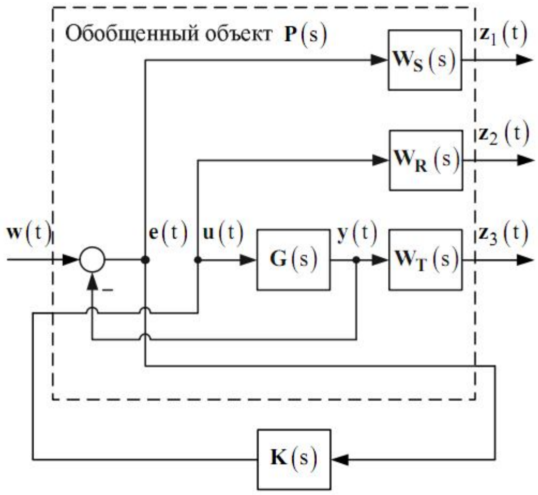


Рисунок 4 – Структурная схема обобщенного объекта

Далее (s) и (t) будут опускаться.

Матричная передаточная функция от задающего входного воздействия $\mathbf{w}$ к ошибке слежения $\mathbf{z}$ называется функцией чувствительности:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}. \qquad (2)$$

Передаточная функция от задающего входного сигнала к выходу называется дополнительной функций чувствительности:

$$\mathbf{T} = \mathbf{GK}\left(\mathbf{I} + \mathbf{GK}\right)^{-1}. \qquad (3)$$

Заметим, что МПФ замкнутой системы $\mathbf{T}$ устанавливает связь между выходом системы и входом сигнала задания. Эта ПФ также определяет, как шум датчика (помеха измерения) влияет на выход системы. Функция чувствительности $\mathbf{S}$ описывает выход как функцию входа возмущения. Она также определяет реакцию ошибки слежениям на сигнал задания, т.е. $\mathbf{S}$ является передаточной функцией по ошибке. Из определений $\mathbf{S}$ и $\mathbf{T}$, следует что

$$\mathbf{S} + \mathbf{T} = \frac{\mathbf{I}}{\mathbf{I} + \mathbf{GK}} + \frac{\mathbf{GK}}{\mathbf{I} + \mathbf{GK}} = \mathbf{I}. \qquad (4)$$

Матричная передаточная функция чувствительности управления:

$$\mathbf{R} = \mathbf{K}\left(\mathbf{I} + \mathbf{GK}\right)^{-1}. \qquad (5)$$

Таким образом, $\mathbf{T}$ является дополнительной функцией чувствительности, так как $\mathbf{T}$ в сумме с $\mathbf{S}$ равно единице. Выражение (4) является важной зависимостью, которая вводит ограничение на достигаемое качество. $\mathbf{S}$ является чувствительностью ПФ замкнутой системы к малым возмущениям в $\mathbf{G}$.

Функция чувствительности $\mathbf{S}$ и дополнительная функция чувствительности $\mathbf{T}$ в сочетании с весовыми функциями $\mathbf{W_S}$, $\mathbf{W_R}$ и $\mathbf{W_T}$ широко применяются для оценки качества в H_∞-теории [6].

Например, критерий качества может быть выражен неравенством:

$$\left\|\mathbf{W_S S}\right\|_\infty < 1 \qquad (6)$$

В дальнейшем ищется регулятор такой, чтобы минимизировать норму $\left\|\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \mathbf{z}_3\right\|_\infty$. При этом для парирования возмущений необходимо иметь ошибку $\mathbf{e}$ в диапазоне низких частот, а для обеспечения устойчивости и подавления высокочастотных помех желательно иметь малое значение $\mathbf{y}$ в высокочастотном диапазоне. Для этого нужно ошибку $\mathbf{e}$ в диапазоне низких частот «взвешивать» с большим весом, чем при высоких частотах, т.е. амплитуда частотной характеристики $\mathbf{W_S}$ должна уменьшаться при увеличении частоты ($\mathbf{W_S}$ – фильтр низких частот). Напротив, амплитуда частотной характеристики $\mathbf{W_T}$ должна увеличиваться при увеличении частоты ($\mathbf{W_T}$ – фильтр высоких частот). Что касается частотной характеристики $\mathbf{W_R}$, то она может оказаться необходимой для ограничения мощности управления, а также как параметр, настраиваемый для регулирования быстродействия. Так как сингулярная величина $S(j\omega)$ определяет ослабление возмущений, то требуемое ослабление возмущений может быть задано как

$$\sigma_1\left(S(j\omega)\right) \le \left|W_S^{-1}(j\omega)\right|. \qquad (7)$$

Имея в виду сказанное выше, границы для остальных функций чувствительности задаются в виде:

$$\sigma_1\left(R(j\omega)\right) \le \left|W_R^{-1}(j\omega)\right|. \qquad (8)$$

$$\sigma_1\left(T(j\omega)\right) \le \left|W_T^{-1}(j\omega)\right|. \qquad (9)$$

При этом должно выполняться условие

$$\sigma_1\left(W_S^{-1}(j\omega)\right) + \sigma_1\left(W_T^{-1}(j\omega)\right) > 1. \qquad (10)$$

Из изложенного видно, что выбор весовых функций является неоднозначной задачей, требующей для своего решения достаточного опыта разработчика, а также применения метода проб и ошибок. От выбора этих частотных характеристик зависит также и возможность довести решение задачи H_∞-управления до конца.

После задания весовых матриц существующая система расширяется так, что она включает в себя уравнения этих матриц как дополнительные фазовые координаты.

Расширенная система для синтеза регулятора представляет собой объект $\mathbf{P}$.

Обобщенный объект $\mathbf{P}$ (см. рис. 3) имеет два входа ($\mathbf{w}$ и $\mathbf{u}$), два выхода ($\mathbf{z}$ и $\mathbf{y}$) и может быть разделен на четыре МПФ:

$$\mathbf{P}=\left[\begin{array}{c|c}\mathbf{P}_{11} & \mathbf{P}_{12}\\ \hline \mathbf{P}_{21} & \mathbf{P}_{22}\end{array}\right]=\left[\begin{array}{c|c}\mathbf{W_S} & -\mathbf{W_S G}\\ 0 & \mathbf{W_R}\\ 0 & \mathbf{W_T G}\\ \hline \mathbf{I} & -\mathbf{G}\end{array}\right], \quad (11)$$

где $\mathbf{P}_{\mathrm{ji}}$ - МПФ от *i*-го входа до *j*-го выхода.

$\mathbf{F}_{\mathrm{L}}(\mathbf{P},\mathbf{K})$ - это МПФ замкнутой системы от входа возмущения $\mathbf{w}$ до выхода ошибки (контролируемая переменная) $\mathbf{z}$, $\mathbf{T_{zw}}$, которая получена путем нижнего линейно-дробного преобразования (LLFT) [3, 6]:

$$\mathbf{z}=\mathbf{T_{zw}}\mathbf{w}=\mathbf{F}_{\mathrm{L}}(\mathbf{P},\mathbf{K})\mathbf{w}. \quad (12)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{T_{zw}}&=\mathbf{F}_{\mathrm{L}}(\mathbf{P},\mathbf{K})=\\&=\mathbf{P}_{11}+\mathbf{P}_{12}\mathbf{K}\left(\mathbf{I}-\mathbf{P}_{22}\mathbf{K}\right)^{-1}\mathbf{P}_{21}\end{aligned}. \quad (13)$$

Все требования к системе по ослаблению возмущений и обеспечению запаса устойчивости сводятся к единственному требованию к норме

$$\left\|\mathbf{T_{zw}}\right\|_{\infty}\le 1, \quad (14)$$

где

$$\mathbf{T_{zw}}=\begin{bmatrix}\mathbf{W_S S}\\ \mathbf{W_R R}\\ \mathbf{W_T T}\end{bmatrix}, \quad (15)$$

– так называемая функция стоимости метода смешанной чувствительности (mixed sensitivity).

Следовательно, задачей H_∞-оптимизации является выбор такого регулятора $\mathbf{K}$, который бы минимизировал бесконечную норму $\mathbf{T_{zw}}$ или $\min\left\|\mathbf{T_{zw}}\right\|_{\infty}$. Причем выбор оптимального регулятора $\mathbf{K}$ осуществляется над множеством всех регуляторов, обладающих свойством делать замкнутую систему $\mathbf{T_{zw}}$ внутренне устойчивой, т.е. над множеством стабилизирующих регуляторов. Для SISO системы H_∞-норма передаточной функции $\mathbf{G}(s)$, $\left\|\mathbf{G}\right\|_{\infty}$ в скалярном выражении конечна и равна максимальному значению амплитудно-частотной характеристики $\mathbf{G}(j\omega)$. Таким образом, H_∞-норма служить мерой усиления системы. H_∞-норма ПФ есть энергия выхода системы при подаче на вход сигнала с единичной энергией. Если выходом является ошибка, а входом возмущение, то минимизируя H_∞-норму ПФ, мы минимизируем энергию ошибки для наихудшего случая входного возмущения.

Для создания обобщенного объекта $\mathbf{P}$ использовались следующие весовые функции:

$$\mathbf{W_S}=\frac{s/M+\omega_0}{s+\omega_0 A};\ \mathbf{W_R}=const, \quad (16)$$

где $A=0,001\ \left(-60\,\partial Б\right)$ - желаемая максимально допустимая установившаяся ошибка в установившемся режиме; $\omega_0=200$ с-1 - желаемая полоса пропускания; $M=4\ \left(12\,\partial Б\right)$ - пик чувствительности.

На рисунке 5 приведена инверсия весовой функции чувствительности W_S^{-1}.

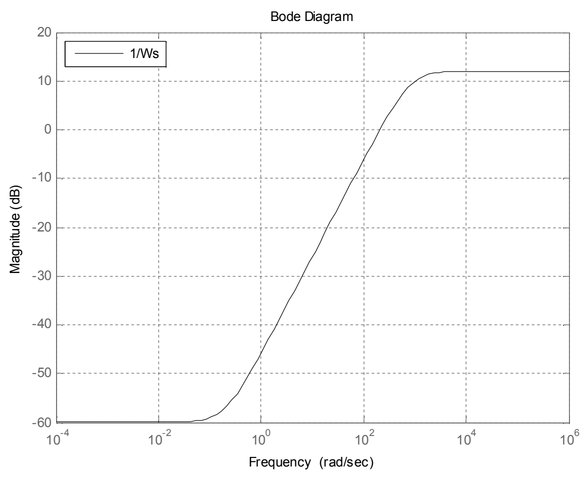


Рисунок 5 – Частотная характеристика инверсии весовой функции чувствительности W_S^{-1}

Весовая функция дополнительной чувствительности

$$\mathbf{W_T} = \frac{s + \omega_0 / M}{As + \omega_0} \qquad (17)$$

– не использовалась.

Весовые функции $\mathbf{W_S}, \mathbf{W_R}$ и $\mathbf{W_T}$ «накладывают штраф» на сигнал ошибки, сигнал управления и выходной сигнал соответственно. Общие рекомендации для выбора весовых функций и формирования контура управления (loopshaping) изложены в [6].

Весовые функции являются рациональными, устойчивыми, минимально-фазовыми передаточными функциями (т.е. нет полюсов или нулей в правой полуплоскости). Отметим, что при целенаправленном изменении параметров весовых функций A, ω_0 и M (см. рис. 5) можно достичь желаемых характеристик качества системы управления, что показано авторами в работах [3, 6].

Алгоритмы синтеза H_∞-регулятора с использованием «Два-Риккати подхода» приведены в [1, 6].

Робастный H_∞-субоптимальный регулятор скорости СДПМ был синтезирован с помощью эффективных методов реализованных в пакете расширения Robust Control Toolbox системы MATLAB, позволяющих по представленным алгоритмам вычислить H_∞-субоптимальный регулятор, который минимизирует H_∞-норму замкнутой системы $\left\| \mathbf{T_{zw}} \right\|_\infty$. Синтезированный робастные регуляторы скорости по критерию H_∞-нормы является регуляторами 4 порядка. Достигнутая H_∞-норма замкнутой системы, полученная в ходе итерационного процесса, составила 0,5308.

На рисунке 6 приведена функция чувствительности ограниченная по амплитуде весовой функцией чувствительности $\mathbf{W_S}(s)$, т.е. выполнение условия (7) $\bar{\sigma}\left(\mathbf{S}(j\omega)\right) \le \underline{\sigma}\left(\mathbf{W_S^{-1}}(j\omega)\right)$. Эта верхняя грань амплитуды инвертирована, чтобы получить весовую функцию чувствительности $\mathbf{W_S}(s)$. Итак, если $\mathbf{S}(s)$ умножить на весовую функцию $\mathbf{W_S}(s)$, то амплитуда $\mathbf{W_S S}(s)$ будет меньше или равна чем единица на всей частоте

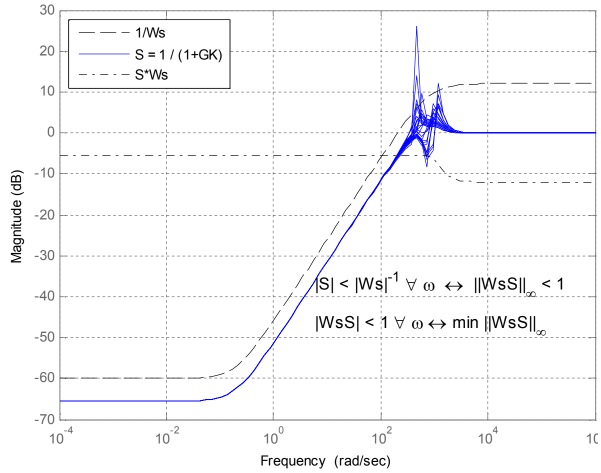


Рисунок 6 – Частотные характеристики функции чувствительности $\mathbf{S}$ и ее произведение с весовой функцией $\mathbf{W_S}$

Этот пример называют «весовой задачей чувствительности» так как H_∞-регулятор минимизирует максимальную величину $\mathbf{W_S S}$ на всей частоте.

Синтезированный средствами Robust Control Toolbox H_∞-субоптимальный регулятор скорости представим уравнением в пространстве состояний:

```
a =
            x1          x2         x3        x4
  x1   -0.2006        11.7   -0.06689   -0.9372
  x2      11.7  -2.175e+04       5435      3280
  x3   0.06689       -5435    -0.7222    -21.65
  x4   -0.9372        3280      21.65         -

2502

b =
          u1
  x1   3.346
  x2  -98.31
  x3 -0.5535
  x4   7.819

c =
            x1      x2      x3      x4
  y1     3.346  -98.31  0.5535   7.819

d =
        u1
  y1     0
```

На рисунке 7 представлены результаты моделирования ЭП с H_∞-регулятором скорости отработка замкнутой САР заданной траектории при одновременном изменении момента инерции J и сопротивления обмотки статора R_s в 4 раза.

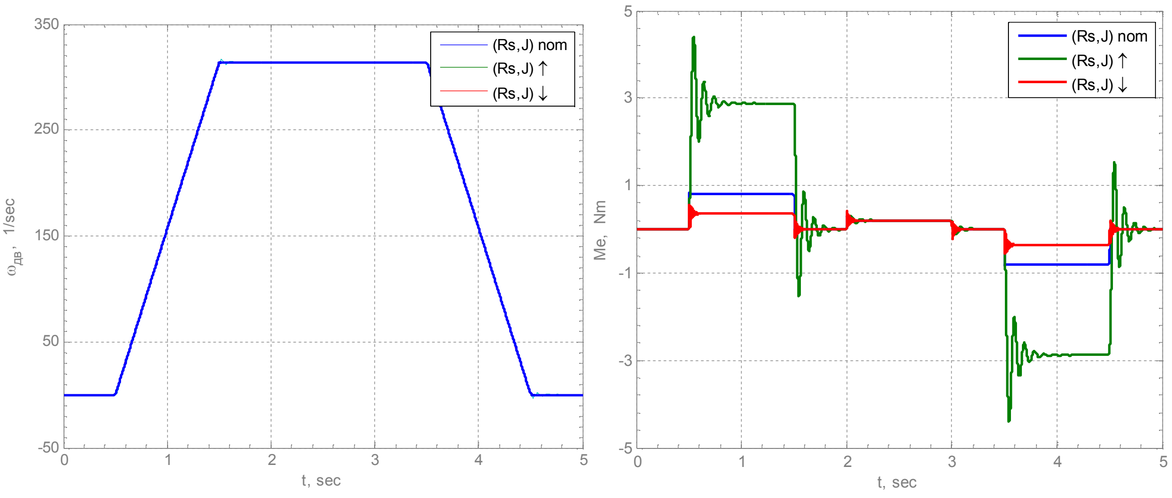


Рисунок 7 – Результаты моделирования робастной САР при одновременном изменении J и R_s в 4 раза от номинальных

Эффективность робастной системы подтверждена экспериментальными исследованиями СДПМ и питании его от ПЧ SINAMICS S120 [8, 9].

Выводы. Синтезирован робастный H_∞-субоптимальный регуляторы скорости СДПМ в условиях неполной информации об объекте и с учетом его неопределенностей. Полученный H_∞-регулятор обеспечивает системе управления робастные характеристики качества (снижает чувствительность системы к изменениям параметров объекта до необходимого уровня) и заданную точность поддержания скорости.

Библиографический список

1. Doyle J.C. State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems / J.C. Doyle, K. Glover, P.P. Khargonekar, B.A. Francis// IEEE Trans. Automat. Control. – 1989. – Vol.34. № 8. – P.831-847.

2. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / под ред. Н. Д. Егупова; изд. 2-е, стер. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2002. – 744 с.

3. Полилов Е. В. Синтез алгоритмов робастного управления синхронным электродвигателем методами H_∞-теории / Е. В. Полилов, Е. С. Руднев, С. П. Скорик // Вісник Кременчуцького державного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук: КДУ, 2010. – Ч. 3, вип. 4 (63). – С.15-20.

4. Chee-Mun Ong. Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1997. – 626 p.

5. Kim Mun-Soo. A robust control of permanent magnet synchronous motor using load torque estimation / Kim Mun-Soo, Dall-Sup Song, Yong-Kil Lee, Tae-Hyun Won and other. // IEEE International Symposium on Industrial Electronics. – 2001. – Vol. 2. – P.1157-1162.

6. Полилов Е. В. Робастное управление синхронным электроприводом: монография / Е. В. Полилов, Е. С. Руднев, С. П. Скорик. – Алчевск: ДонГТУ, 2012. – 253 с.

7. Руднев Е. С. Линеаризованная математическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами как объекта управления / Е. С. Руднев, Д. И. Морозов // Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета. – Лисичанск: ДонГТУ,2016. – Вып.1(45). – С. 88-93.

8. Руднев Е. С. Практическая реализация и исследование робастных алгоритмов управления синхронным электроприводом / Е. С. Руднев // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3 (19). – С.102-107.

9. Исследовательский стенд для апробации алгоритмов управления сложными электромеханическими системами / Е. В. Полилов, А. М. Батрак, Е. С. Руднев, С. П. Скорик, П. В. Горелов // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – Київ: Техніка, 2011. – № 3 (79). – С. 481-487

Рекомендована к печати к.т.н., проф. ДонГТУ Шевченко И. С.,
д.т.н., проф. ДДТУ Садовым А. В.

Статья поступила в редакцию 20.04.2018

к.т.н. Руднєв Є. С., к.т.н. Грицюк В. Ю., к.т.н. Щербак В. В.
(ДонДТУ, м. Лисичанськ, Україна)

СИНТЕЗ І АНАЛІЗ ЧУТЛИВОСТІ РОБАСТНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

Розглянута інженерна методика синтезу робастної системи керування електроприводом змінного струму на базі синхронного електродвигуна зі збудженням від постійних магнітів з H_∞-субоптимальним регулятором швидкості, що функціонує в умовах неповної інформації про об'єкт із урахуванням його структурних невизначеностей. Показано, що використання робастного регулятора дозволяє істотно зменшити вплив параметричних і зовнішніх збурень на якість регулювання. Отримано результати моделювання в пакеті Matlab/Simulink.

Ключові слова: *синхронний електропривод, робастне керування, невизначеність, чутливість, моделювання.*

PhD (Engineering) Rudniev Ye. S., PhD (Engineering) Gritsyuk V. Yu.,
PhD (Engineering) Scherbak V. V. *(DonSTU, Lisichansk, Ukraine)*

SYNTHESIS AND ANALYSIS OF SENSITIVITY OF THE ROBUST CONTROL SYSTEM OF A SYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE

The engineering methodology for the synthesis of robust control system of AC Drive basis on synchronous motor with permanent magnet excitation with the and H_∞-suboptimal speed controllers, which functions under incomplete information about the plant and subject to its structural uncertainties. It is shown that the use of a robust controller allows to significantly reduce the influence of parametric and external disturbances on the quality of regulation. The simulation results in the Matlab/Simulink.

Key words: *synchronous electric drive, robust control, uncertainty, sensitivity, modeling.*