

УДК 621.314.572 + 621.313.33

Б.Т. Кононов, В.Н. Щека

Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба

МЕТОД СИНТЕЗА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ РАДИОЛОКАТОРА

Изложен метод синтеза системы управления электроприводом радиолокатора, позволяющий учесть влияние аэродинамических моментов, вызванных изменением скорости и направления ветра.

частотно-управляемый электропривод, асинхронный двигатель, система управления

Введение

Постановка проблемы. При разработке частотно-управляемого привода радиолокаторов одной из основных проблем, возникающих при их проектировании, является проблема создания системы управления, способной обеспечить стабилизацию частоты вращения вала антенны в условиях воздействия внешних возмущений, имеющих место в динамических режимах работы. Большая парусность антенн при переменных ветровых нагрузках приво-

дит к росту момента сопротивления и не учет этого явления может привести к выходу из строя вала и редуктора антенн.

Анализ литературы. Для обеспечения стабильности частоты вращения электропривода в [1] предлагается регулирование частоты вращения ротора ω_2 по закону постоянства потокосцепления ротора $\psi_2 = \text{const}$. В [2] предлагается осуществлять регулирование по закону $\arctg \omega_2 = \text{const}$, обеспечивая для этого выполнение условия

$$\psi_1/\psi_{\text{ном}} = \sqrt{M/M_{\text{ном}}}, \quad (1)$$

где ψ_1 – потокосцепление статора; M – момент на валу ротора.

Выполнение условия (1) обеспечивает работу асинхронного электродвигателя с максимальными значениями коэффициента полезного действия и коэффициента мощности. Однако в случае регулирования с использованием законов $\psi_2 = \text{const}$ и $\arctg \omega_2 = \text{const}$ трудно обеспечить стабилизацию частоты вращения электропривода при необходимости ее изменения в широком частотном диапазоне от десятых долей герца до частоты превышающей ее синхронное значение. Кроме того, известные решения не позволяют учесть влияние на работу системы управления изменения скорости и направления ветра.

Цель статьи: изложить предложенный метод синтеза системы управления частотно-управляемого электропривода радиолокатора.

Основной материал

При обосновании метода синтеза системы управления электроприводом будем исходить из следующих соображений. Пусть в каждый момент времени необходимо знать состояние объекта, описываемого нелинейным дифференциальным уравнением n -го порядка вида

$$f[x^{(i)}_{\lambda_s}, \psi] = \psi; \quad i = 0, 1, 2, \dots, n; S = 1, 2, \dots, S; j = 0, 1, 2, \dots, k, \quad (2)$$

где x – регулируемая величина; λ_s – возмущение; ψ – управляющее воздействие.

Естественно, что для этого должно быть известно n – величин, однозначно определяющих состояние объекта в любой момент времени, т.е. должны быть известны его фазовые координаты, представляющие собой значения регулируемой величины и ее $(n-1)$ – производных. Однако значения фазовых координат объекта еще не позволяет предсказать его поведение в последующий момент времени. Для описания движения объекта необходимо в общем случае знать не только фазовые координаты объекта, но и скорости их изменения. Вместе с тем, только скорость изменения фазовой координаты $x^{(n-1)}$, равная $x^{(n)}$, т.е. равная высшей производной регулируемой величины объекта, в любой момент времени зависит явно от управляющего воздействия и может быть изменена в нужном направлении.

Поскольку основной целью управления является задание движения объекта (изменение его выходной координаты во времени), постольку надо задавать в каждый момент времени для определенных значений фазовых координат скорость их изменения. Но задание движения объекта в каждый момент

времени явно зависит от управления. Задаваемое же значение высшей производной должно при этом обязательно соответствовать требуемому движению (требуемой зависимости высшей производной от фазовых координат объекта).

Требуемое дифференциальное уравнение замкнутой системы регулирования должно связывать регулируемую величину и задающее воздействие $\Pi = \Pi(t)$ и может быть представлено следующим образом:

$$\Phi[x^{(i)}, \Pi^{(r)}, C_e] = 0; \quad (3)$$

$$i = 0, 1, 2, \dots, n; r = 0, 1, 2, \dots, R; e = 0, 1, 2, \dots, l,$$

где C_e – параметры настройки.

Таким образом, для обеспечения управляемости системы и получения требуемого движения системы в каждый момент времени должно соблюдаться условие

$$x^{(n)}(t) = x_d^{(n)}(t), \quad (4)$$

где $x_d^{(n)}(t)$ – требуемое значение высшей производной объекта в момент времени t .

Это значение высшей производной определяется из уравнения (3) следующим образом

$$x_d^{(n)} = \Phi[x^{(i)}, \Psi^{(r)}, C_e], i = 0, 1, 2, \dots, n-1. \quad (5)$$

Уравнение объекта регулирования (в рассматриваемом случае объекта регулирования частоты вращения) получим, исходя из уравнений равновесия напряжений статорной и роторной цепи, записанных в виде

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_d - M_c; U_1 = I_1 r_1 + \frac{d\Pi_1}{dt}; \quad (6)$$

$$0 = I_2 r_2 + s \frac{d\Pi_2}{dt},$$

где J – приведенный момент инерции привода; ω – угловая частота вращения; M_d, M_c – движущий момент и момент сопротивления; U_1, I_1, r_1 – напряжение, ток и активное сопротивление статорной обмотки двигателя; I_2, r_2 – ток и активное сопротивление короткозамкнутой обмотки двигателя; s – скольжение двигателя; Π_1, Π_2 – потокосцепления статорной и роторной обмоток, соответственно равные $\Pi_1 = I_1 x_1 + I_2 x_0$; $\Pi_2 = I_1 x_0 + I_2 x_2$; x_1, x_2 – индуктивные сопротивления статорной и роторной обмотки соответственно равные $x_1 = x_0 + x_{G1}$; $x_2 = x_0 + x_{G2}$; x_0 – сопротивление взаимной индукции; x_{G1}, x_{G2} – сопротивление рассеивания статорного и роторного контура.

Аэродинамический момент сопротивления, вызываемый изменением скорости и направления ветра, может превышать электромагнитный момент антенны (табл. 1, рис. 1 и 2) и его необходимо обязательно учитывать при разработке системы управления.

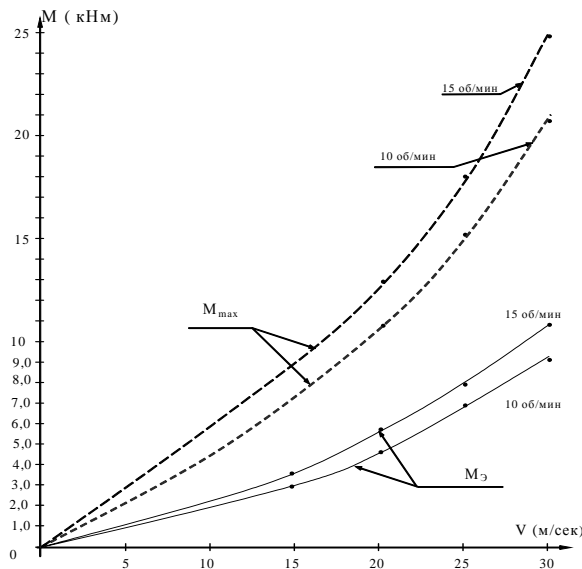


Рис. 1. Электромагнитный и аэродинамический моменты антенны РЛС "Днепр"

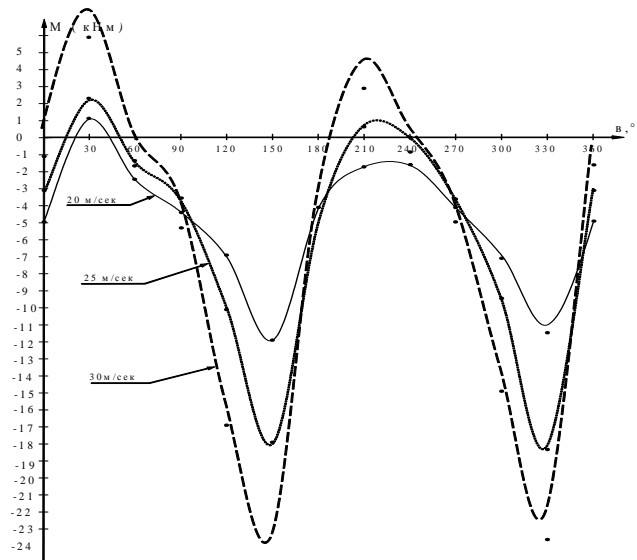


Рис. 2. Зависимость момента сопротивления антенны РЛС "Днепр" от скорости и направления ветра (при n = 15 об/мин скорости ветра 20, 25, 30 м/сек)

Таблица 1

Данные об аэродинамическом моменте сопротивления антенной системы РЛС "Днепр"

Скорость вращения	V(м/сек)	15	20	25	30
10 об/мин	M _{max} (кНм)	3,66	10,9	15,5	20,7
	M _э (кНм)	3,02	4,85	7,02	9,08
15 об/мин	M _{max} (кНм)	–	11,8	18,3	24,1
	M _э (кНм)	–	5,79	7,73	10,70

Будем считать, что момент сопротивления пропорционален не только скорости вращения $M_c = B\omega$, но и от скорости ветра V и направления ветра по отношению к антенне, т.е. считать что $M_c = B\omega + \zeta V \sin \theta$, где θ – угол между направлением ветра и положением антенны. Величина этого угла определяется, как разность между направлением ветра и углом поворота антенны, т.е. как $\theta = \beta - \gamma$, где β – угол, определяющий направление ветра, γ – угол поворота антенны.

При анализе электромеханических переходных процессов возможно не учитывать затухание энергии на активном сопротивлении цепи статора, т.е. считать, что $r_1 = 0$. После преобразований (6) получим:

$$Jp\omega = M_d - B\omega - \zeta V \sin \theta; U_1 = A(p) \cdot I_1, \quad (7)$$

где $A(p) = px_1 + p^2 x_0 T_p' / (1 + pT_p)$; p – оператор дифференцирования; $T_p = sx_2 / r_2$, $T_p' = x_0 / r_2$ – электромагнитные постоянные времени роторной цепи.

Исходя из того факта, что в известных конструкциях асинхронных электродвигателей значения электромагнитных постоянных времени существенно меньше значений электромеханических постоянных, а также, учитывая связь между электромагнитным моментом и током, представим (7) в виде

$$Jp\omega + B\omega + \zeta V \sin \theta = K \cdot I_1^2, \quad (8)$$

где $K = (3/4)p(x_0^2/x_2) \sin 2Q$.

Уравнение (8) представляет собой уравнение объекта управления. Исходя из того, что скорость ω не что иное, как производная из угла поворота вала γ , т.е. $\omega = p\gamma$, представим (8) следующим образом:

$$Jp^2\gamma + Bp\gamma = K \cdot I_1^2 - \zeta V \sin \theta. \quad (9)$$

Исходя из цели управления, будем синтезировать следующую систему, обрабатывающую некоторое задание $\psi(t)$ устойчиво и с требуемым качеством регулирования. Потребуем, чтобы реакция системы на задающее воздействие была такой же, как и линейной системы второго порядка, дифференциальное уравнение движения которой имеет вид:

$$a_0 p^2 \gamma + a_1 p \dot{\gamma} + (a_2 + c) \gamma = c \psi. \quad (10)$$

Из (10) находим требуемое значение второй производной выходной величины, т.е. находим $\ddot{\gamma}_d$:

$$\ddot{\gamma}_d = (1/a_0)[c\psi - (a_2 + c) \cdot \gamma - a_1 \dot{\gamma}]. \quad (11)$$

Подставляя (11) в (9) получим требуемое управление в виде

$$I_d = \sqrt{(J/a_0)(c(\psi - \gamma) - a_2 \gamma - (a_1 - B)\dot{\gamma}) / K + \zeta V \sin \theta}. \quad (12)$$

Структурная схема системы управления, реализующей закон (12), представлена на рис. 3.

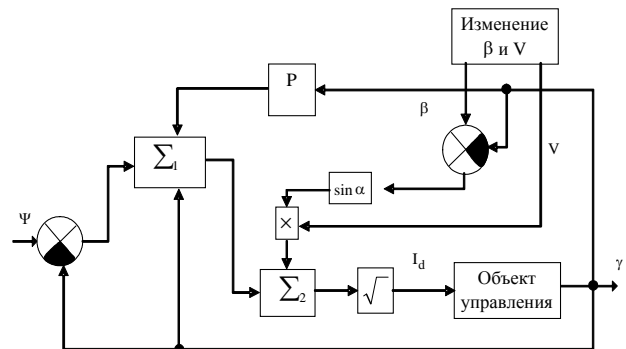


Рис. 3. Структурная схема системы управления

В предлагаемой схеме необходимо измерить скорость ветра V и его направление, т.е. угол β , угол поворота вала γ и скорость его изменения γ' , используя для этого блок дифференцирования.

Схема содержит также блок перемножения, два сумматора Σ_1 , Σ_2 и два функциональных преобразователя, с помощью первого из них выполняется операция извлечения корня квадратного, а с помощью второго вычисляется значение синуса угла α . В системе управления предусмотрены обратные связи: по углу поворота вала, обеспечивающая уменьшение статической, и по скорости его изменения, обеспечивающая уменьшение динамической ошибки. Система управления обеспечивает управление электроприводом и в режиме автономной работы радиолокатора, когда необходимо обеспечить только стабилизацию частоты вращения, поскольку в этом режиме задание следует считать постоянным.

Для оценки устойчивости и качества процесса регулирования проанализируем значения p_1 и p_2 характеристического уравнения (9), соответственно равные

$$p_{1,2} = -(a_1/(2a_0)) \pm \sqrt{a_1^2/(4a_0^2) - (a_2 + c)/a_0}.$$

Поскольку все коэффициенты характеристического уравнения положительны, постольку система регулирования устойчива. В случае, если $a_1 > 2\sqrt{a_2 + c}$, система устойчива и переходный процесс будет иметь экспоненциальный характер. В случае, если $2\sqrt{a_2 + c} > a_1$ переходный процесс будет иметь характер затухающих колебаний, частота которых $\Omega = \sqrt{4(a_2 + c)a_0 - a_1^2}/(2a_0)$. Соответствующим подбором коэффициентов a_0 , a_1 , a_2 и c можно

обеспечить не только устойчивость системы регулирования, но и удовлетворить требования, предъявляемые к системам по ограничению статической и динамической ошибок регулирования. При этом выбор величины коэффициента a_2 зависит от величины допускаемой статической ошибки регулирования, а ограничения, связанные с выбором значений коэффициентов a_1 и a_0 , определяются требованиями по обеспечению необходимого значения динамической ошибки регулирования.

Выводы

1. При разработке системы управления электроприводом обязателен учет аэродинамических моментов сопротивления вызываемых изменением скорости и направления ветра.

2. Предложенный метод синтеза системы управления электроприводом радиолокатора обеспечивает создание устойчивой системы регулирования и позволяет уменьшить статическую и динамическую ошибки при стабилизации частоты вращения вала.

Список литературы

1. Костенко М.П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов // *Электричество*. – 1995. – № 2. – С. 87-95.
2. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. – М.: Академия наук СССР, 1955. – 215 с.

Поступила в редколлегию 6.08.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.Н. Чинков, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.