

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЛИНЕАРИЗОВАННЫХ СИСТЕМ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОМОЩЬЮ СТРУКТУРНЫХ МОДЕЛЕЙ

А. В. Чермалых

Кандидат технических наук, доцент

Кафедра «Автоматизация управления электротехническими комплексами» *

И. Я. Майданский

Инженер*

E-mail: ivanmaidanskiy@gmail.com

А. В. Барышников

Студент

Кафедра судовождения

Керченский государственный морской технологический университет

ул. Орджоникидзе, 82, г. Керчь, Украина, 98300

*Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
пр. Победы, 37, г. Киев, Украина, 03057

Розглянуто можливі структури лінеаризованих систем частотно-регульованого електроприводу. За допомогою структурних моделей отримані графіки зміни контрольованих перемінних. За результатами моделювання проведено порівняльний аналіз і дано рекомендації щодо застосування систем з урахуванням їх переваг і недоліків

Ключові слова: електропривод, моделювання, лінеаризація

Рассмотрены возможные структуры линейризованных систем частотно-регулируемого электропривода. С помощью структурных моделей получены графики изменения контролируемых переменных. По результатам моделирования проведен сравнительный анализ и даны рекомендации относительно применения систем с учетом их достоинств и недостатков

Ключевые слова: электропривод, моделирование, линейризация

Введение

В настоящее время в связи с повсеместным использованием современных компьютерных технологий применение моделей различного типа присутствует практически во всех областях инженеринговой деятельности как юридических, так и физических лиц.

Выделяют три характерные группы моделей: физические, аналоговые и математические. Физическими называют такие модели, в которых реальный объект заменяется его копией. Эта копия создается на основе теории подобия, что обеспечивает в модели сохранение требуемых свойств объекта. Аналоговое моделирование основано на замене исходного объекта моделью другой физической природы. При использовании численных методов исследования математических моделей основой являются компьютерные модели [1].

Анализ предыдущих исследований

Массовое применение в настоящее время частотно-регулируемого асинхронного электропривода для механизмов машин и установок во всех отраслях народного хозяйства привело к тому, что в литературных источниках в области электрического электропривода появились полные структурные схемы для этого типа привода, которые ранее практически отсутствовали. В связи со сложным математическим описанием асинхронной машины такие схемы содержат большое количество блоков и параметры передаточных функций отдельных звеньев зачастую трудно определить. Имеет место и сложная проблема выбора системы координат, в которых производится исследование режимов работы асинхронной машины (неподвижная, вращающаяся, комбинированная). Кроме того, наличие в схемах перекрестных связей не дает возможности синтезировать передаточные функции регуляторов по известным методикам. Поэтому можно отметить

тот факт, что при использовании таких структурных схем исследователи зачастую испытывают определенные трудности. Одним из вариантов решения этой проблемы может стать применение структурных схем линеаризованных систем частотно-регулируемого асинхронного электропривода, соответствующих эквивалентным схемам электропривода постоянного тока. К преимуществам таких схем следует отнести небольшое количество блоков, прозрачность расчетов, удобство определения передаточных функций регуляторов, простоту построения компьютерных моделей. Кроме того отпадает необходимость в выборе соответствующей системы координат.

Цель работы

Синтез базовых структурных моделей частотно-регулируемого асинхронного электропривода на основе линеаризованных систем, их сравнительный анализ по динамическим показателям, выдача рекомендаций по использованию.

Материал и результаты исследования

При использовании структурных схем для моделирования динамических процессов и систем могут возникнуть практически две проблемы: выбор структуры системы управления электроприводом и отсутствие данных для определения требуемых параметров передаточных функций отдельных звеньев.

Относительно первого фактора следует отметить, что в реальных частотно-регулируемых электроприводах, которые предлагаются на мировом рынке электротехнической продукции всеми фирмами система управления преобразователем частоты содержит один встроенный универсальный ПИД-регулятор технологического параметра (скорости, давления, производительности, температуры и т.д.). А в учебной и научной литературе в большинстве случаев рассматриваются многоконтурные (как правило, двухконтурные по скорости и току) системы с подчиненным регулированием координат со стандартными настройками на модульный или симметричный оптимум. Таким образом, имеет место некоторое несоответствие материалов литературных источников реальным физическим системам.

Второй фактор часто связан с отсутствием в паспортовых или справочных данных требуемых для расчетов параметров асинхронных двигателей.

В соответствии с изложенным выше, в работе рассмотрены три структуры линеаризованных систем частотно-регулируемого электропривода. Первая структура соответствует системе с одним регулятором скорости на входе, когда обмоточные данные асинхронного двигателя отсутствуют [2]. Вторая структура аналогична первой при известных параметрах асинхронной машины [1]. Третья структура представляет собой двухконтурную систему с подчиненным регулированием скорости и тока [3].

В качестве объекта исследований выбран асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором типа 4АН200М4 со следующими паспортными данными: номинальная мощность $P_{ном} = 45$ кВт; номинальное ли-

нейное напряжение $U_{ном} = 380$ В; номинальная скорость $n_{ном} = 1473$ об/мин; синхронная скорость $n_0 = 1500$ об/мин; число пар полюсов $p = 2$; номинальная частота питающей сети $f_{ном} = 50$ Гц; номинальный фазный ток статора $I_{ном} = 84,19$ А; номинальный коэффициент полезного действия $\eta_{ном} = 0,91$; номинальный коэффициент мощности $\cos\phi_{ном} = 0,99$; кратность пускового тока $\lambda_i = 6,5$; кратность пускового момента $\lambda_m = 1,3$; кратность максимального момента $\lambda = 2,5$; активное $R_1 = 0,1115$ Ом и индуктивное $X_1 = 0,2549$ Ом сопротивления статора; активное $R_2' = 0,0531$ Ом и индуктивное $X_2' = 0,4248$ Ом сопротивления ротора, приведенные к обмотке статора; взаимное индуктивное сопротивление двигателя $X_m = 0,4710$ Ом; момент инерции двигателя $J_{dv} = 0,35$ кгм².

На рис. 1. представлена общая структурная модель частотно-регулируемого асинхронного электропривода, позволяющая проводить исследования всех трех структур одновременно.

Основные элементы модели: задающее устройство: блок задания требуемой скорости ER и задатчик интенсивности первого порядка, содержащий нелинейный элемент релейного типа EH , интегратор INT , а также единичную отрицательную обратную связь; блок задания нагрузочного момента EMc ; блок задания типа регуляторов скорости $AUSw$ ($n = 1 \rightarrow P$, $n = 2 \rightarrow PI$, $n = 3 \rightarrow PID$ или PI с фильтром F на входе); цифровые регуляторы скорости $AR1$, $AR2$, $AR3$ соответствующего типа; ключи переключения требуемого типа регуляторов скорости $Sw1$, $Sw2$, $Sw3$; датчики скорости $UR1$, $UR2$, $UR3$, формирующие отрицательную обратную связь по скорости; регулятор тока AA пропорционально-интегрального типа; датчик тока UA , формирующий отрицательную обратную связь по току; преобразователи частоты $UZ1$, $UZ2$, $UZ3$; двухканальные осциллографы $Scope1$, $Scope2$, $Scope3$, контролирующие значения заданной ω_0 и фактических скоростей ω_1 , ω_2 , ω_3 , а также величины моментов – статического M_c и двигателей M_1 , M_2 , M_3 .

Ниже приведены расчетные соотношения для определения параметров структурной модели с учетом привязки максимальных значений сигналов в канале управления к 10-ти вольтовой шкале.

Задающее устройство по скорости и задание нагрузочного момента сопротивления: коэффициент передачи интегратора: $K_a = \epsilon_{max} / \omega_{max} = (\lambda_m \times M_{ном} - M_c) / (J \times \omega_{max})$, где $M_c = M_{ном}$, $\omega_{max} = \omega_{ном} = 0,105 \times n_{ном}$, $M_{ном} = P_{ном} / \omega_{ном}$; момент холостого хода: $M_{схх} = 0,1 \times M_{ном}$.

Преобразователи частоты: коэффициент передачи $UZ1$: $K_{uz0} = \omega_0 / 10$, где $\omega_0 = 0,105 \times n_0$; коэффициент передачи $UZ2$, $UZ3$: $K_{uz} = U_{ном} / (3^2 \times 0,5 \times 10)$;

- постоянная времени $UZ1$, $UZ2$, $UZ3$: $T_{uz} = 0,001$ с.

Механическая часть электропривода: полный момент инерции системы $J = J_{dv} + J_{мех}$, где $J_{мех} = 2 \times J_{dv}$.

Электромагнитная часть привода для рассматриваемых структур.

Структура 1: модуль жесткости линеаризованной механической характеристики асинхронного двигателя: $K_b = (2 \times \lambda \times M_{ном}) / (\omega_0 \times sk)$, где $sk = s_{ном} \times (\lambda + (\lambda^2 - 1)^{0,5})$ - критическое скольжение; $s_{ном} = (n_0 - n_{ном}) / n_0$ - номинальное скольжение; эквивалентная электромагнитная постоянная времени: $T_{eo} = 1 / (2 \times \pi \times f_{ном} \times sk)$.

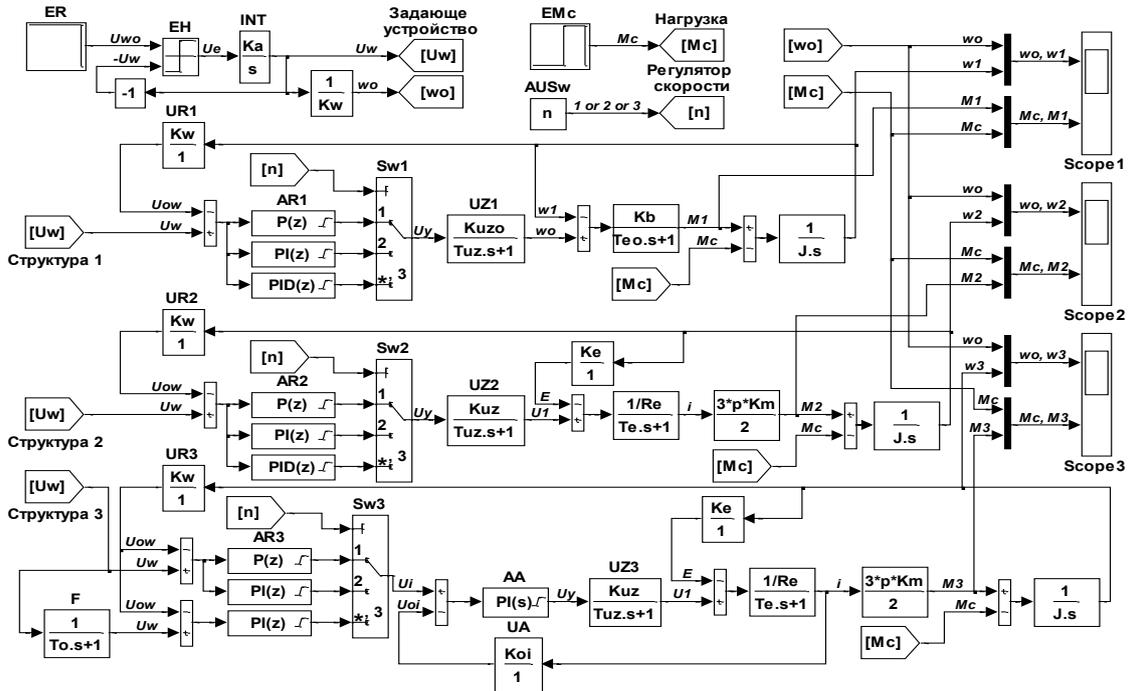


Рис. 1. Общая структурная модель линейризованных систем частотно-регулируемого асинхронного электропривода

Структуры 2 и 3: эквивалентное активное сопротивление двигателя: $R_e = R_1 + R_2$; эквивалентная постоянная времени: $T_e = (X_1^2 + X_2^2) / (2 \times \pi \times f_{nom} \times R_e)$; коэффициент связи: $K_m = X_m / X_2^2$.

Коэффициенты передачи обратных связей: по скорости $UR1, UR2, UR3$: $K_w = 10 / w_{max}$; по току UA : $K_{oi} = 10 / I_{max}$, где $I_{max} = (\lambda \times M_{nom}) / (1,5 \times r \times K_m)$; по ЭДС двигателя: $K_e = E_{max} / w_{max}$, где $E_{max} = E_{nom} = U_{nom} / 3^{0,5} - I_{nom} \times R_e$.

Коэффициенты составляющих частей регуляторов скорости $AR1, AR2, AR3$, содержащие настроечные параметры aw, ai, bw (стандартные настройки на модульный и симметричный оптимумы соответственно $aw=ai=2$ и $aw=ai=bw=2$).

Структура 1: пропорциональная: $K_p = J / (aw \times T_{uz} \times K_{uzo} \times K_b \times K_w)$; интегрирующая: $K_i = 1 / (aw \times T_{uz} \times K_{uzo} \times K_w)$; дифференцирующая: $K_d = (T_e \times J) / (aw \times T_{uz} \times K_{uzo} \times K_b \times K_w)$.

Структура 2: пропорциональная: $K_p = (J \times R_e) / (aw \times T_{uz} \times K_{uz} \times 1,5 \times r \times K_m \times K_w)$; интегрирующая: $K_i = K_e / (aw \times T_{uz} \times K_{uz} \times K_w)$; дифференцирующая: $K_d = (T_e \times J \times R_e) / (aw \times T_{uz} \times K_{uz} \times 1,5 \times r \times K_m \times K_w)$.

Структура 3: пропорциональная: $K_p = (K_i \times J) / (aw \times ai \times T_{uz} \times 1,5 \times r \times K_m \times K_w)$; интегрирующая: $K_i = K_p / (aw \times ai \times bw \times T_{uz})$; постоянная времени фильтра на входе: $T_o = aw \times ai \times bw \times T_{uz}$.

Структура 3 кроме внешнего контура скорости содержит еще и внутренний контур тока с пропорционально-интегральным регулятором AA : пропорциональная: $K_p = (T_e \times R_e) / (ai \times T_{uz} \times K_{uz} \times K_{oi})$; интегрирующая: $K_i = R_e / (ai \times T_{uz} \times K_{uz} \times K_{oi})$.

При моделировании задавался следующий технологический цикл. Запуск электропривода до максимальной скорости на холостом ходу, наброс нагрузки до номинального значения при максимальной скорости, сброс нагрузки до момента холостого хода, тор-

можение привода на холостом ходу от максимальной скорости до нуля.

Результаты моделирования представлены на рис. 2. Для каждой структуры одновременно при одних и тех же исходных данных рассматривались три варианта при различных типах регулятора скорости соответственно: П, ПИ – все структуры; ПИД – структуры 1, 2 (базовый для систем с одним регулятором) и ПИ с фильтром на входе – структура 3 (характерен для систем подчиненного регулирования).

Анализируя полученные результаты можно сделать следующие **выводы**.

1. Для случая использования П-регулятора скорости.

Структура 1 имеет наибольшую статическую ошибку по скорости и самые значительные колебания момента в начале переходных процессов. Уменьшение статической ошибки за счет увеличения коэффициента передачи регулятора скорости приводит к еще большим колебаниям в кривой момента.

В структуре 2 статическая ошибка значительно меньше и колебания момента снижаются.

Структуре 3 соответствует минимальная статическая ошибка и отсутствие колебаний в кривой момента.

2. При использовании ПИ-регулятора скорости.

Для всех трех структур достаточно точно отрабатывается скоростная диаграмма, у структур 1 и 2 остаются колебания момента (меньше у второй). Последнее связано с тем, что в обеих структурах отсутствует контур регулирования тока (момента). Структуре 3 характерны наилучшие динамические показатели, как по скорости, так и по моменту.

3. Третий вариант не одинаков. Для структур 1 и 2 взят наиболее распространенный в реальных преобразователях частоты вариант с одним цифровым ПИД-регулятором, а в структуре 3 использовано клас-

сическое решение для систем с подчиненным регулированием, а именно, ПИ-регулятор скорости и фильтр на входе. Такой подход рекомендуется при необходимости уменьшения перерегулирования по скорости.

хронного двигателя. Это в свою очередь приводит к тому, что динамические показатели этой структуры самые худшие и, фактически, такую структуру можно использовать на начальной стадии проектирования с вариантом применения ПИД-регулятора скорости.

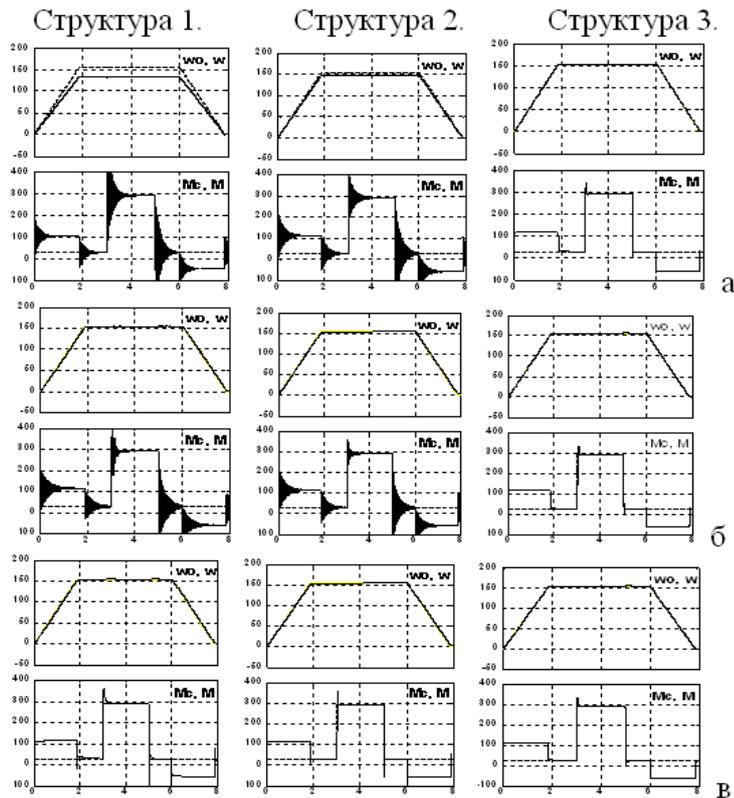


Рис. 2. Скоростные и нагрузочные диаграммы с регулятором скорости типа: а – П-регулятор; б – ПИ-регулятор; в – ПИД-регулятор (структуры 1 и 2) или ПИ-регулятор с фильтром (структура 3).

Необходимо отметить, что в структурах 1 и 2 пропадают колебания в кривой момента и, поэтому, в целом, все три структуры примерно равнозначны.

На основании приведенных выше выводов можно сформулировать **общие рекомендации** относительно применения рассмотренных структур.

Структура 1. Ее удобство в универсальности, поскольку не учитываются параметры обмоток асин-

хронной машины, кроме того вариант с ПИД-регулятором скорости полностью соответствует построению реальных преобразователей частоты и дает высокую точность отработки требуемой скоростной диаграммы. Относительным недостатком можно считать наличие незначительных выбросов в кривой момента и, если они не выходят за допустимые пределы, то такая структура может рассматриваться как основная. Кроме того, броски момента могут быть связаны с выбором шага моделирования и работой самой компьютерной программы, поэтому в реальных физических системах их не будет.

Структура 2. Достоинством является учет параметров конкретной асинхронной машины, кроме того вариант с ПИД-регулятором скорости полностью соответствует построению реальных преобразователей частоты и дает высокую точность отработки требуемой скоростной диаграммы. Относительным недостатком можно считать наличие незначительных выбросов в кривой момента и, если они не выходят за допустимые пределы, то такая структура может рассматриваться как основная. Кроме того, броски момента могут быть связаны с выбором шага моделирования и работой самой компьютерной программы, поэтому в реальных физических системах их не будет.

Структура 3. Полностью соответствует классической схеме систем с подчиненным регулированием и имеет наилучшие динамические показатели независимо от типа регулятора скорости. Такая структура может быть взята как базовая при теоретических исследованиях. Если же полученные результаты планируется использовать на практике, то следует иметь в виду, что преобразователи частоты с готовой системой подчиненного регулирования практически не выпускаются, а имеют только один встроенный ПИД-регулятор. Поэтому, в этом случае необходимо либо заказать и приобрести еще один внешний выносной ПИД-регулятор и собрать структуру подчиненного регулирования своими силами, либо разработать и установить соответствующую программную реализацию. Все это существенно усложняет и удорожает систему электропривода в целом.

Литература

1. Герман-Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб. : КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
2. Терехов В.М. Системы управления электроприводов : учебник для студ. высш. учеб. заведений / В.М.Терехов, О.И.Осипов ; под ред В.М.Терехова. – М. : Издательский центр «Академия», 2008. – 304 с.
3. Онищенко Г.Б. Электрический привод : учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Б. Онищенко. – М. : Издательский центр «Академия», 2008. – 304 с.

Abstract

The wide application of anisochronous variable-frequency driver for machinery in all fields of national economy at present resulted in the unseen before complete block diagram for this type of the drive in the literary sources in the field of study of electric drive.

Diagram 1. It is universal, as the parameters of winding of anisochronous motor are not taken into account.

Diagram 2. The advantage is the accounting of the parameters of a specific anisochronous machine. In addition, the version with the PID loop of speed corresponds completely to the definition of the actual frequency transformers and provides high accuracy of development of the required speed diagram. The comparative disadvantage is small overshoots in the moment curve. If these overshoots do not exceed permissible limits, such diagram may be considered as the basic one.

Diagram 3. Corresponds to the classic scheme of the systems with subordinate control and has the best dynamic indices regardless of the speed regulator type. If the results are to be used in practice, one should take into account, that the frequency transformer with the PID loop is commonly used as the transformers with the finished system of subordinate control are made in small number.

Key words: electric drive, designing, linearization

Розглянуто вплив середовища вирощування кремнієвих основ на утворення на їх поверхні напиленого шару. Виключення утворення на поверхні кремнієвих основ напиленого шару пропонується шляхом проведення процесу плавки в газовому середовищі при тиску вище атмосферного

Ключові слова: полікристалічний кремній, напилений шар, напруга, газове середовище, індуктор

Рассмотрено влияние среды выращивания кремниевых основ на образование на их поверхности напыленного слоя. Исключение образования на поверхности кремниевых основ напыленного слоя предлагается путем проведения процесса плавки в газовой среде при давлении выше атмосферного

Ключевые слова: поликристаллический кремний, напыленный слой, напряжение, газовая среда, индуктор

УДК 621.315.592

ОСОБЕННОСТИ ВЫРАЩИВАНИЯ КРЕМНИЕВЫХ ОСНОВ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО КРЕМНИЯ

И.Ф. Червоний

Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой*

Контактный тел.: 050-637-01-21

E-mail: rot44@yandex.ru

Ю.В. Реков

Генеральный директор

ОАО «Завод полупроводников»

ул. Тепличная, 16, г. Запорожье, Украина, 69009

С.Г. Егоров

Кандидат технических наук, доцент*

*Кафедра металлургии цветных металлов
Запорожская государственная инженерная академия
пр. Ленина, 226, г. Запорожье, Украина, 69006

Введение

Для полупроводниковой промышленности, как полупроводниковой электроники, так и солнечной электроэнергетики, кремний является основным материалом. Кремний полупроводникового качества производят по технологии, предусматривающей переработку кварцитов с получением технического (металлургического) кремния, его хлорирование, очистку хлоридов кремния, водородное восстановление хлоридов с получением поликристаллического кремния полупроводниковой чистоты, последующее выращивание монокристаллов, резку их на пластины и изготовление приборов различного назначения.

В настоящее время основную долю поликристаллического кремния электронного и солнечного качества, получаемого в мировой промышленности (80...90 %), производят методом водородного восстановления трихлорсилана, а (10...20) % кремния - из тетрахлорсилана и моносилана. Увеличивается доля кремния солнечного качества, который производят из технического кремния с использованием специальных методов очистки (рис.1) [1, 2].

Технология кипящего слоя (FBR - Fluidized Bed Reactor Technology) или процесс получения в кипящем слое гранул из трихлорсилана (Fluidized Bed TCS Process for Granular) имеет ряд преимуществ в сравнении с Сименс-технологией в части удельного расхода электроэнергии и длительности процесса.