

# Оглавление

РЕФЕРАТ.....	2
ВВЕДЕНИЕ .....	3
ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	4
Устройство и работа отдельных элементов .....	8
МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	11
ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.....	11
Структурная схема и анализ основных нелинейностей САУ РЭП .....	11
Имитационная модель нелинейной САУ РЭП .....	12
Исследование нелинейной САУ РЭП при $U_{3c}=10$ В .....	15
Исследование нелинейной САУ РЭП при $U_{3c}=5$ В.....	17
Исследование нелинейной САУ РЭП при $U_{3c}=0,5$ В .....	19
Исследование нелинейной САУ РЭП с использованием модели двигателя в неподвижной системе координат .....	21
Исследование нелинейной САУ РЭП с задатчиком интенсивности.....	23
Исследование нелинейной САУ РЭП с учетом дискретности преобразователя .....	27
<b>СИСТЕМЫ БЕЗДАТЧИКОВОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ.....</b>	<b>33</b>
Наблюдатели СВУ .....	35
Простой неадаптивный метод определения скорости асинхронного электродвигателя .....	37
Комбинированный неадаптивный наблюдатель скорости и потокосцепления ротора .....	43
<i>Косвенное определение значений угла поворота (<math>\theta</math>) и потокосцепления ротора(<math>\psi_r</math>).</i>	<i>43</i>
<i>Косвенное определение частоты вращения ротора(<math>\omega_R</math>).</i> .....	<i>48</i>
Наблюдатели на основе адаптивной модели .....	54
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	68
Список использованных источников.....	70
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	71

## РЕФЕРАТ

Выпускная квалификационная работа \_\_\_\_\_ 163 \_\_\_\_\_ с., \_\_\_\_\_ 109 \_\_\_\_\_ рис., \_\_\_\_\_ 16 \_\_\_\_\_ табл.,  
\_\_\_\_\_ 12 \_\_\_\_\_ источников, \_\_\_\_\_ 1 \_\_\_\_\_ прил.

Ключевые слова: скрутчик; частотно-регулируемый асинхронный электропривод переменного тока; статические и динамические характеристики; имитационное моделирование

Объектом исследования является Частотно-регулируемый электропривод переменного тока

Цель работы – Обеспечить регулирование скорости в пределах 500 – 1000 об/мин, обеспечить кратность перегрузки по моменту не менее 2, обеспечить плавность пуска и остановки

В процессе исследования проводились расчеты и выбор приводного двигателя; преобразователя частоты, а также определены параметры силовой цепи

В результате исследования был обоснован выбор способа управления, рассчитаны механические и электромеханические характеристики. Методом имитационного моделирования на ЭВМ исследованы переходные процессы в основных режимах работы

Основные конструктивные, технологические и технико-эксплуатационные характеристики: по скорости скрутки, по степени натяжения, по количеству выданного кабеля

Область применения: производство кабелей связи

Экономическая эффективность/значимость работы: в разделе экономики произведен расчет скорости окупаемости за счет экономии электроэнергии

## ВВЕДЕНИЕ

Скрутка является одним из наиболее распространенных процессов кабельного производства. Она осуществляется путем сочетания двух движений элементов, подвергающихся скрутке:

- прямолинейно-поступательное;
- вращательное (вокруг оси скрутки).

При этом вращаться могут либо все единичные элементы (жилы, пары, четверки, пучки) вокруг оси поступательно движущегося изделия, либо само поступательно движущееся изделие вокруг своей оси.

Большая энергоёмкость предприятий, к которым относится кабельная промышленность, предъявляет повышенные требования к обоснованию и выбору систем электропривода основных технологических механизмов, так как совершенство систем электропривода в значительной степени определяет эффективность использования электроэнергии. Дальнейшее совершенствование технологических процессов выдвигает задачу создания и применения регулируемых систем электропривода для производства кабельной продукции.

На предприятиях кабельного производства редко применяются асинхронные электродвигатели. Режимы работы технологических механизмов значительно отличаются друг от друга. Многие из этих механизмов по условиям технологического процесса для обеспечения необходимого качества продукции требуют регулирования скорости в диапазоне от 1:2 до 1:10. Применение регулируемого электропривода во многих случаях, кроме увеличения производительности труда и улучшения качества продукции, приводит к экономии электроэнергии.

На сегодняшний день электропривод подавляющего большинства механизмов может быть выполнен на основе асинхронного

короткозамкнутого двигателя, управляемого статическим преобразователем частоты. Частотное регулирование скорости может осуществляться плавно, в широком диапазоне, в обе стороны от естественной характеристики. При этом регулировочные характеристики имеют высокую жёсткость, а двигатель сохраняет большую перегрузочную способность. В силу отмеченных высоких показателей частотный способ находит всё более широкое применение. К тому же, на различных производствах, система преобразователь частоты – асинхронный двигатель, является одним из возможных способов создания регулируемого электропривода. По сравнению с приводом постоянного тока достоинствами системы преобразователь частоты - асинхронный двигатель является простота в эксплуатации и настройке, недостаток – относительно большая стоимость преобразователя частоты.

## **ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ**

Основные типы существующих на сегодняшний день машин кабельной скрутки:

- Крутильные машины сигарного типа
- Машины дуговой скрутки
- Машины двойной/общей/пучковой скрутки
- Машины скрутки пары
- Машины для скрутки в четверки (а также в пары)
- Машины групповой скрутки пар
- Машины жесткой скрутки (клетки без открутки)
- Планетарные крутильные машины
- Драм твистеры (высокоскоростные машины общей скрутки)  
универсальные – скрутка, наложение брони
- Машины SZ скрутки

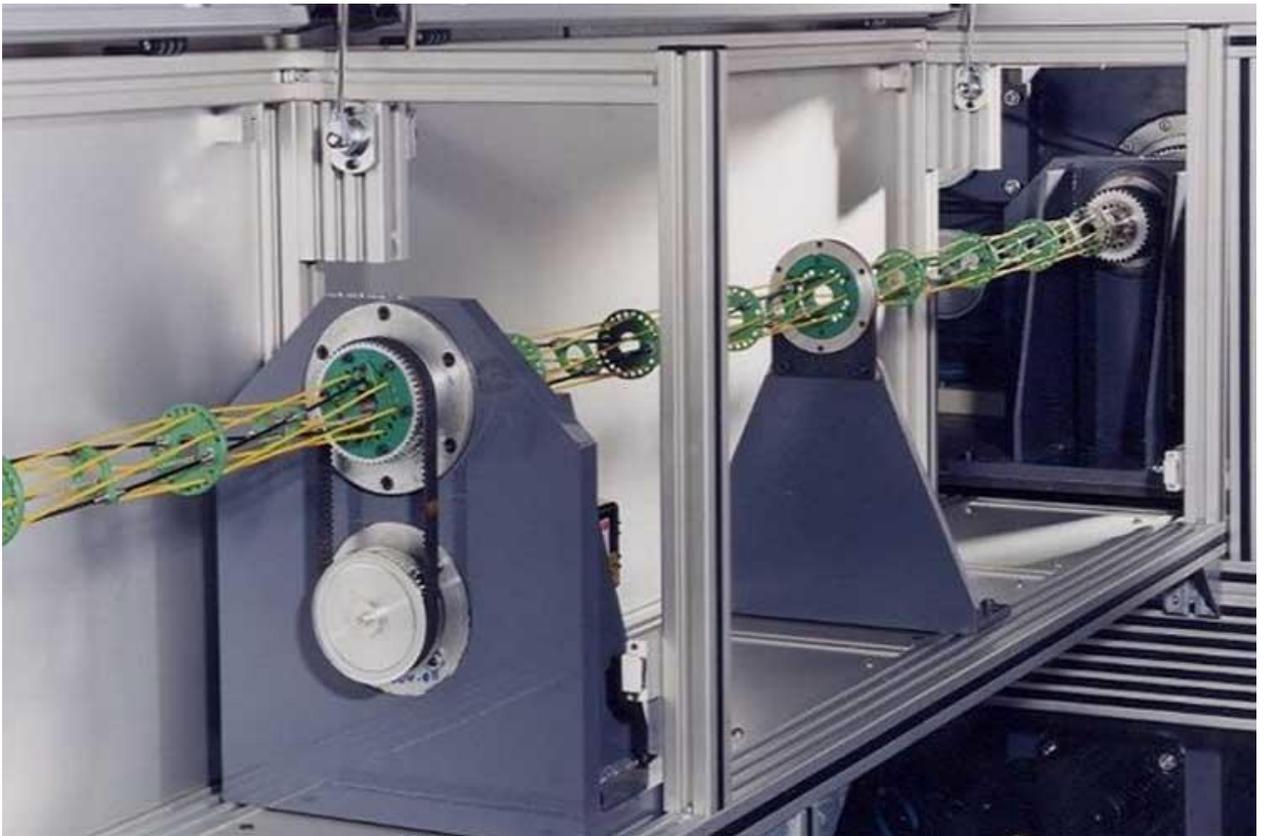


Рисунок 1 – Сверхмощная крутильная машина планетарного типа

Машины сигарного типа являются модификацией традиционных машин трубчатого типа для скрутки тонких стальных канатов и витых проводов. Ротором в таких машинах служит вращающаяся толстостенная стальная труба (сигара) с окнами внутри которых размещены зарядные катушки со свиваемой проволокой или прядями.

Зарядные катушки устанавливаются в неподвижных каретках, которые подвешены внутри сигары последовательно друг за другом. Проволока выводится сквозь наклонные отверстия в теле ротора на внешнюю образующую трубы и подается через направляющие в узел скрутки. Из узла скрутки свитое изделие вытягивается расположенным за ним тяговым устройством. Узел скрутки представляет собой две обжимные плашки из твердого материала, которые прижимают друг к другу поступающие в них свиваемые элементы, создавая из них кабель и препятствуя раскручиванию полученного каната. Кабель, проходя через укладчик, наматывается на приемную намоточную катушку, расположенную в соответствующем приемном устройстве. Скрутка кабеля производится с заданным шагом,

благодаря совмещению вращательного движения свиваемых элементов получаемого кабеля и его поступательного движения под действием тягового устройства.

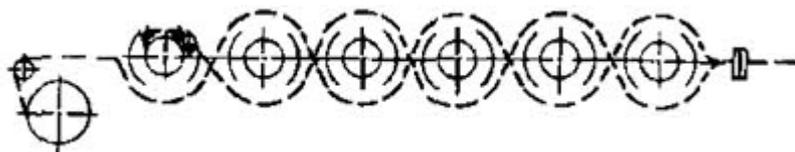


Рисунок 2 – Схема скрутки кабеля машиной сигарного типа

К машинам сигарного типа относятся машины SR и SRN предприятия "Sket" (Германия), SVK фирмы "Krupp" (Германия), STR фирмы "Technion" (Италия), KG фирмы "Beckaert" (Бельгия).

Следующей ступенью развития свивальных машин роторного типа для производства кабеля было появление многороторных машин. В этих машинах единый ротор (сигара) разделен на несколько (по числу зарядных катушек) соосных роторов. Основное преимущество таких машин перед сигарными заключается в том, что в них в результате значительного уменьшения вращающихся масс появляется возможность повысить скорость вращения ротора, сократить массу опор и других частей машины и, не увеличивая мощность привода, значительно поднять производительность процесса скрутки (до 8000 об/мин). Проволоку с зарядных катушек подают в точку скрутки "зигзагом" по периферии роторов.

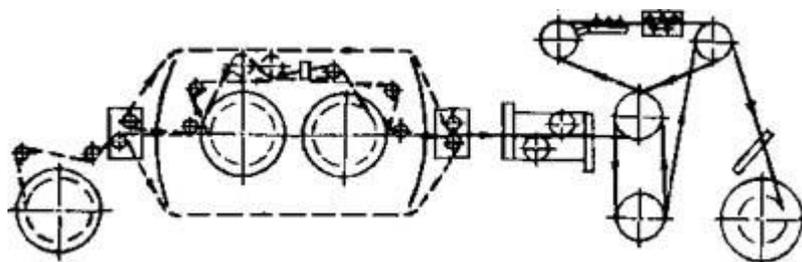


Рисунок 3– Схема скрутки кабеля машиной многороторного типа

Представителями машин многороторного типа являются машины DV фирмы "Barmag" (Германия), SRK предприятия "Sleet", CD фирмы "Pirelli" (Италия).

Принцип работы машин двойного скручивания основан на скручивании параллельного пучка проволок с шагом вдвое больше заданного, а затем докручивания полусвитой пряди до требуемых параметров, причем обе операции осуществляются за один оборот крутильного блока. В настоящее время они считаются наиболее прогрессивными машинами. Способ двойной скрутки характеризуется тем основным преимуществом, что при относительно невысокой скорости вращения (4000 об/мин) происходит образование 8000 скручиваний в 1 мин.

Наличие на машинах двойной скрутки рихтовальных и торсионных устройств обеспечивает получение высококачественного прямолинейного нераскручивающегося кабеля. В машинах двойной скрутки приемная катушка может располагаться внутри ротора, а зарядная катушка вне машины на неподвижном кронштейне. На каждой зарядной катушке может находиться до 250 кг проволоки вместо 12-20 кг и их комплект не надо вращать в роторе, как в машинах одинарной скрутки, что также способствует увеличению производительности.

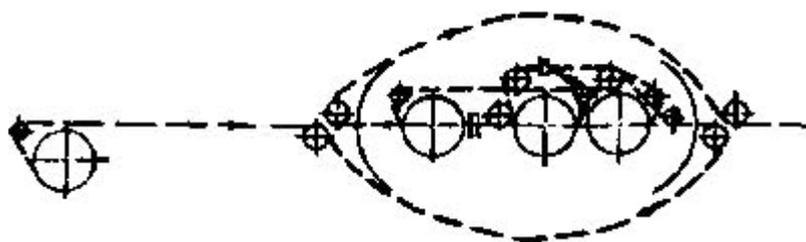


Рисунок 4— Схема скрутки кабеля машиной двойной скрутки

К машинам двойной скрутки относятся машины BUN фирмы "Technion", TD фирмы "Pirelli", MSD предприятия "Sleet".

К машинам комбинированного типа относится машина MSD 2/4x160 предприятия "Sket". Это сдвоенная сигарная машина двойного скручивания, обеспечивающая 9000 скручиваний в 1 мин. В сигаре подвешена на подшипниках качения единая каретка, на которой вертикально на осях размещены в ряд четыре шпули. Проволока со шпулей через систему роликов проводится по каретке в хвостовую часть машины, где, собираясь в пучок,

выводится за пределы ротора, а затем, обегая обводной ролик, пучок выходит на внешнюю образующую сигары и направляется в головную часть машины, где происходит окончательное скручивание кабеля.

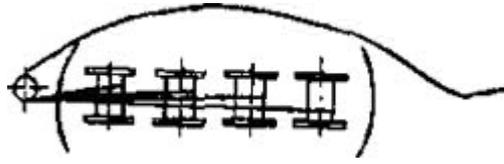


Рисунок 5– Схема скрутки кабеля машиной комбинированного типа

К машинам комбинированного типа относятся также многороторные машины двойного скручивания фирмы "Barmag".

### Устройство и работа отдельных элементов

Выше было приведено множество, существующих на сегодняшний день, способов скрутки кабелей и токопроводящих жил и машин, реализующих их машин. Способ скрутки в каждом конкретном случае определяется типом изготавливаемого кабеля. Скрутка 10-парных пучков осуществляется в основном посредством так называемой разнонаправленной скрутки (SZ-скрутки). На рисункеРисунок 6б приведена схема линии SZ-скрутки кабеля где скрутка реализуется двумя крутильными головками с линейным накопителем.

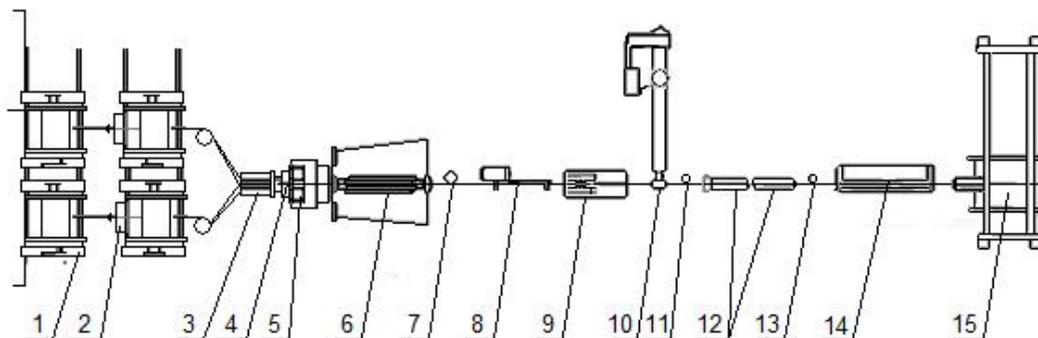


Рисунок 6 – Компоновка экструзионной линии VAL-150, оборудованной устройством SZ-скрутки

На рисунке Рисунок 6 приняты следующие условные обозначения:

1 – Отдающее устройство; 2 – Компенсатор-регулятор линейной скорости изолированной жилы; 3 – прямильный блок; 4 – разъемный калибр; 5 – обмотчик бандажными лентами; 6 – блок SZ-скрутки; 7 – импульсный датчик (счетчик числа круток в одном и другом направлении); 8 – компенсатор- регулятор линейной скорости кабеля; 9 – тангенциальный обмотчик; 10 – экструдер для наложения пластмассовой оболочки; 11 – маркирующее устройство; 12 – охлаждающая ванна; 13 – счетчик метража; 14 – тяговая гусеница; 15 – приемное устройство.

На рисунке 7 устройство в технологической последовательности содержит отдатчик стренги 1, отдатчики проволоки 2, узел SZ-скрутки 3, суппорт скручивающего калибра 4, вертикальные приводные секторные вальцы 5, горизонтальные приводные секторные вальцы 6, лентообмотчик 7, колесную тягу 8, приемник 9.

Узел скрутки состоит из роторной клетки 10, включающего внутреннюю направляющую трубу 11, трубчатого накопителя 12, станины 13 и электропривода 14. Внутренняя труба 11, имеющая входной калибр 15 и выходной калибр 16, жестко установлена на станине 13. Другая труба накопителя 12 установлена коаксиально относительно трубы 11 с возможностью свободного вращения.

Роторная клетка 10 состоит из двух дисковых розеток - входной розетки 17 и выходной розетки 18, промежуточного диска 19 с тормозными элементами 20 и конусной розетки 21. Диски розеток 17, 18, 19 соединяются горизонтальными стержнями 22.

Устройство SZ-скрутки (рисунок 9) работает следующим образом:

При правом направлении вращения клетки 10 и продольном перемещении проволок 33 на участке между распределительной розеткой 35 и входной розеткой 17 проволоки 33 скручиваются в правую спираль вокруг трубчатого накопителя 12. На участке между входной розеткой 17 и выходной розеткой 18 проволоки 33 движутся параллельно трубчатому накопителю 12. Зажатые проволоки 33 в плашках тормозных элементов 20, проходя через них, получают равномерное натяжение.

На участке между конусной розеткой 21 и скручивающим калибром 31 проволоки 33 с равномерным натяжением в точно фиксированном положении скручиваются в направлении S вокруг жесткоцентрированной заготовки 32.

Затем при изменении направления вращения клетки 10 с правого на левое проволоки 33 на участке между распределительной розеткой 35 и входной розеткой 17 вначале раскручиваются, принимают прямолинейное положение, затем вновь закручиваются в левую спираль вокруг трубчатого накопителя 12. В этот же период времени проволоки 33 двигаются параллельно на участке между входной розеткой 17 и выходной розеткой 18.

Зажатые в плашках тормозных элементов 20 проволоки 33 получают равномерное натяжение независимо от реверсирования вращения клетки 10.

На участке между конусной розеткой 21 и скручивающим калибром 31 равномерно напряженные проволоки 33 скручиваются вокруг жесткоцентрированной фасонной заготовки 32 в направлении Z. При выходе скрученного сердечника из скручивающего калибра 31, сердечник уплотняется, в уплотняющих секторных вальцах 5 и 6. Уплотненный секторный сердечник 40 обматывается в лентообмотчике лентой и поступает на приемник.

Предлагаемое выполнение устройства SZ-скрутки позволяет скручивать проволоки круглого сечения в многоповивный токопроводящий сердечник, затем, подвергая его уплотнению в вальцах, получать токопроводящую секторную жилу, скрученную методом SZ.

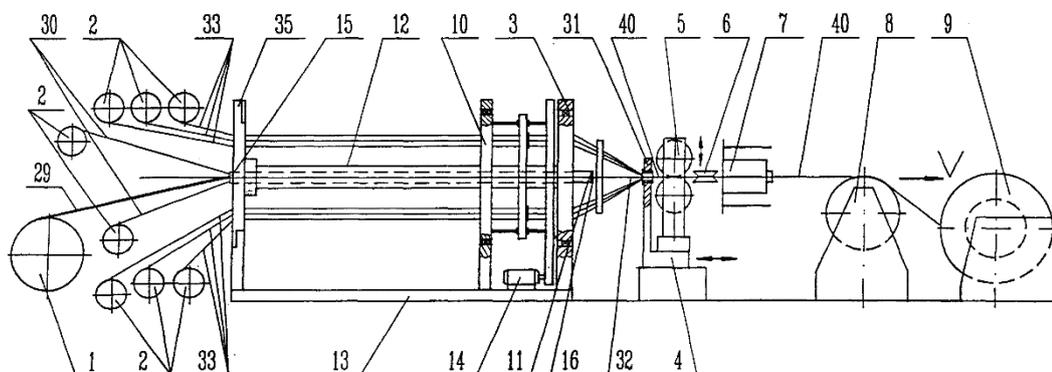


Рисунок 7 – Схема устройства для SZ-скрутки кабеля

## МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

В данной работе использовались различные способы математического моделирования, а также изучение опытов предыдущих лет. Для расчёта параметров электродвигателя, преобразователя частоты, а также параметров регуляторов и контуров тока, скорости и положения использовалась программная среда Mathcad.

Для составления модели, проверки адекватной работы, а также проведения экспериментов и снятия переходных характеристик использовалась программная среда Matlab.

## ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

### Структурная схема и анализ основных нелинейностей САУ РЭП

Структурная схема нелинейной САУ РЭП представлена на рисунке 8.

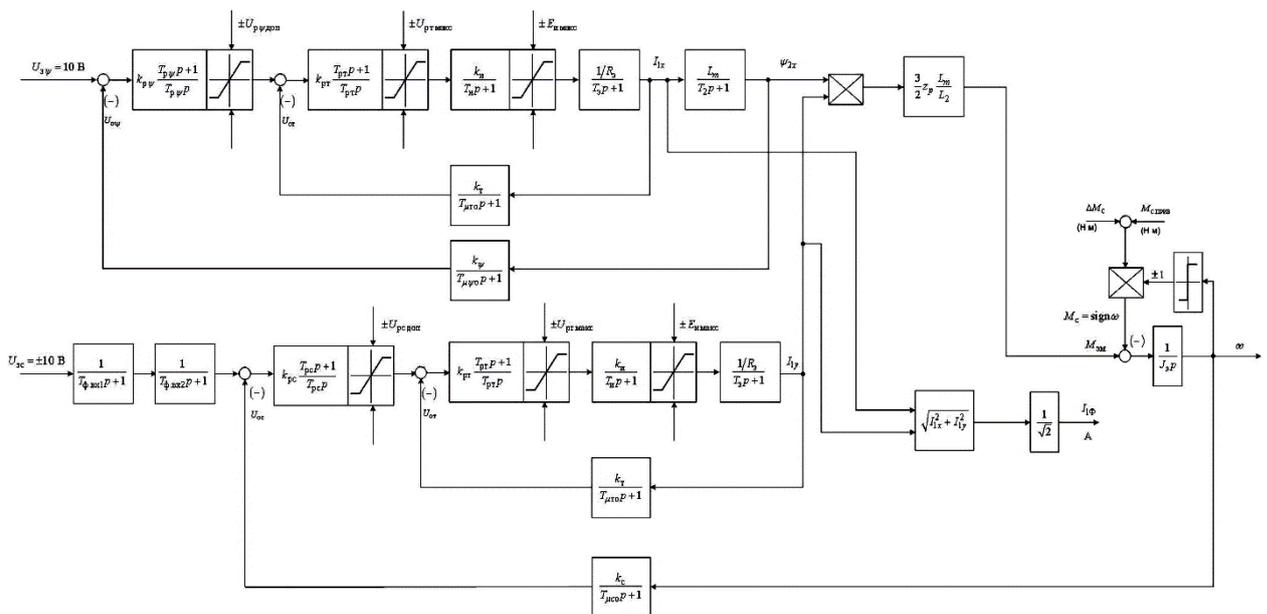


Рисунок 8 – Структурная схема нелинейной САУ РЭП

Структурная схема рисунка 8 учитывает следующие основные нелинейности элементов системы управления электропривода:

- насыщение регуляторов тока, потокосцепления и скорости

$$U_{d^* \max} = \pm 10 \text{ В}, U_{\psi^* \max} = \pm 10 \text{ В}, U_{\omega^* \max} = \pm 10 \text{ В};$$

– постоянное по величине ограничение максимального тока электропривода в переходных режимах и кратковременных перегрузках, которое достигается ограничением выходного напряжения регулятора скорости на уровне

$$U_{рсдоп}(\omega) = \pm k_T \cdot I_{эпмакс} = \pm 10 \text{ В};$$

– ограничение выходного напряжения инвертора

$$E_{и} = \sqrt{2} \cdot U_{1фн} = \sqrt{2} \cdot 220 = 310,269 \text{ В};$$

– реактивный характер нагрузки  $M_C(\omega) = M_C \cdot \text{sign}\omega$ , где величина момента изменяется от  $(M_{C.XX} + M_{C.дв})$  до  $(M_{C.макс} + M_{C.дв})$ .

### Имитационная модель нелинейной САУ РЭП

Имитационная модель нелинейной САУ РЭП в программной среде MATLAB Simulink представлена на рисунке 9.

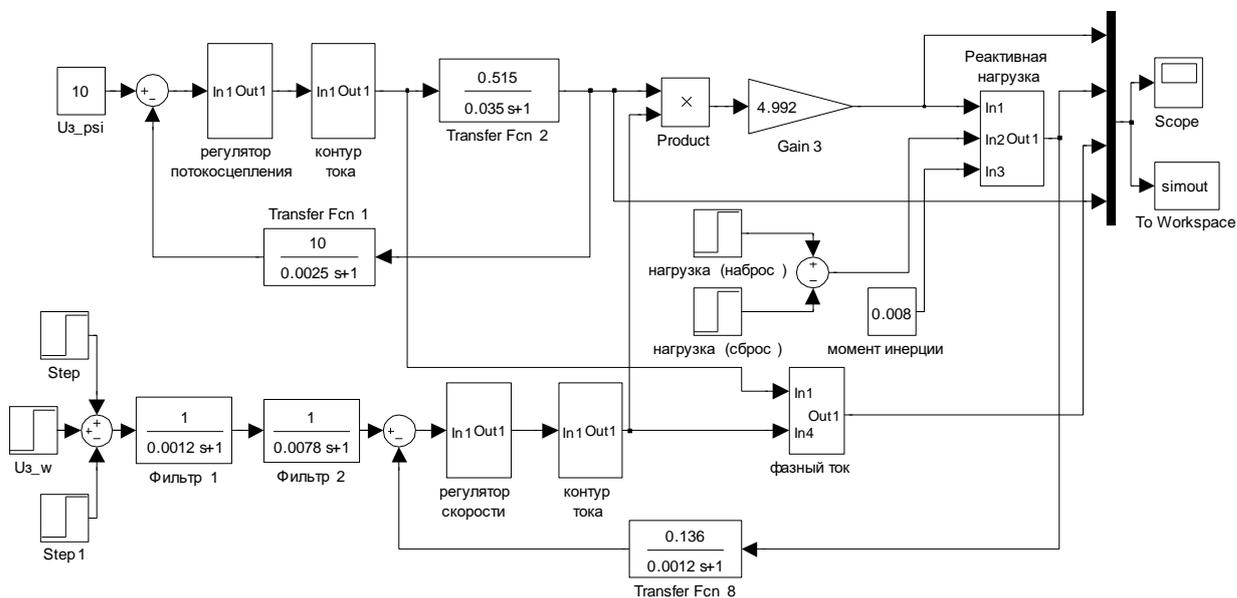


Рисунок 9 – Имитационная модель нелинейной САУ РЭП в программной среде MATLAB Simulink

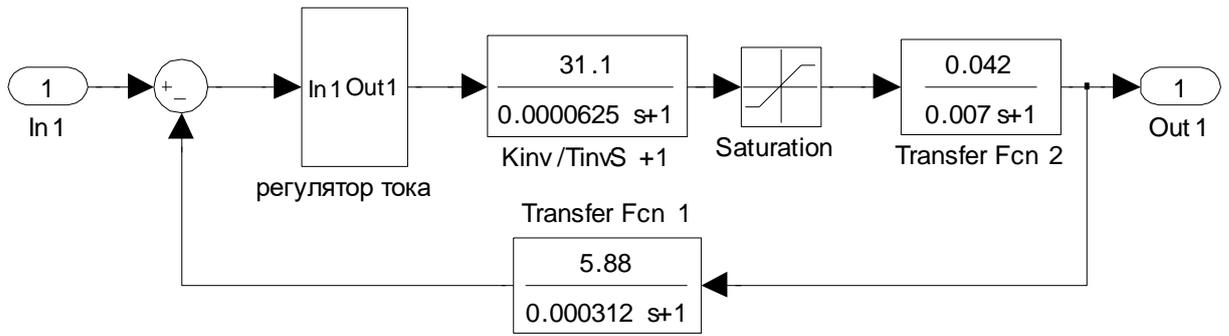


Рисунок 10 – Подсистема «Контур тока»

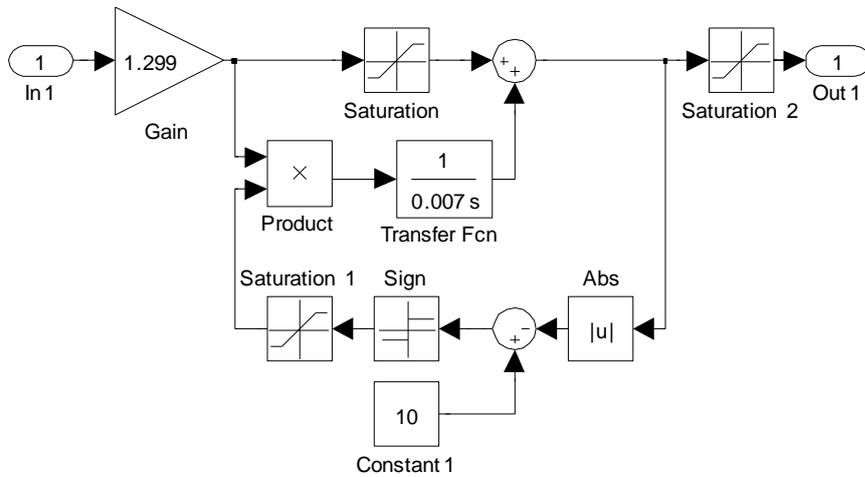


Рисунок 11 – Подсистема «Регулятор тока»

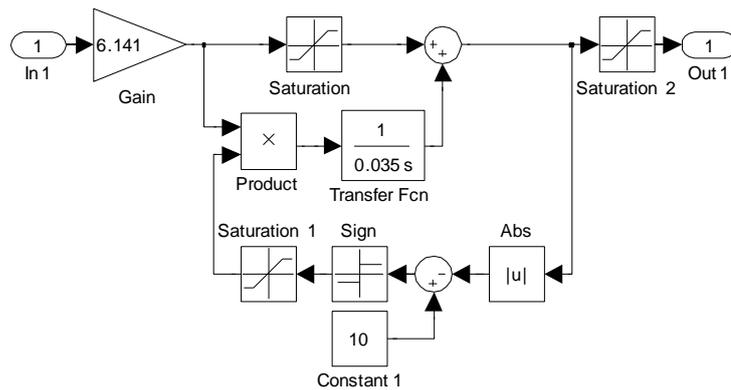


Рисунок 12 – Подсистема «Регулятор потокосцепления»

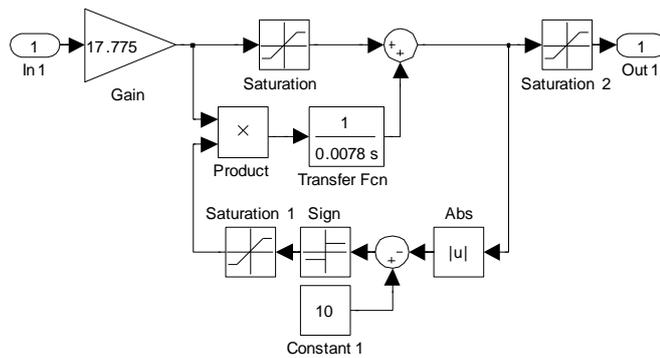


Рисунок 13 – Подсистема «Регулятор скорости»

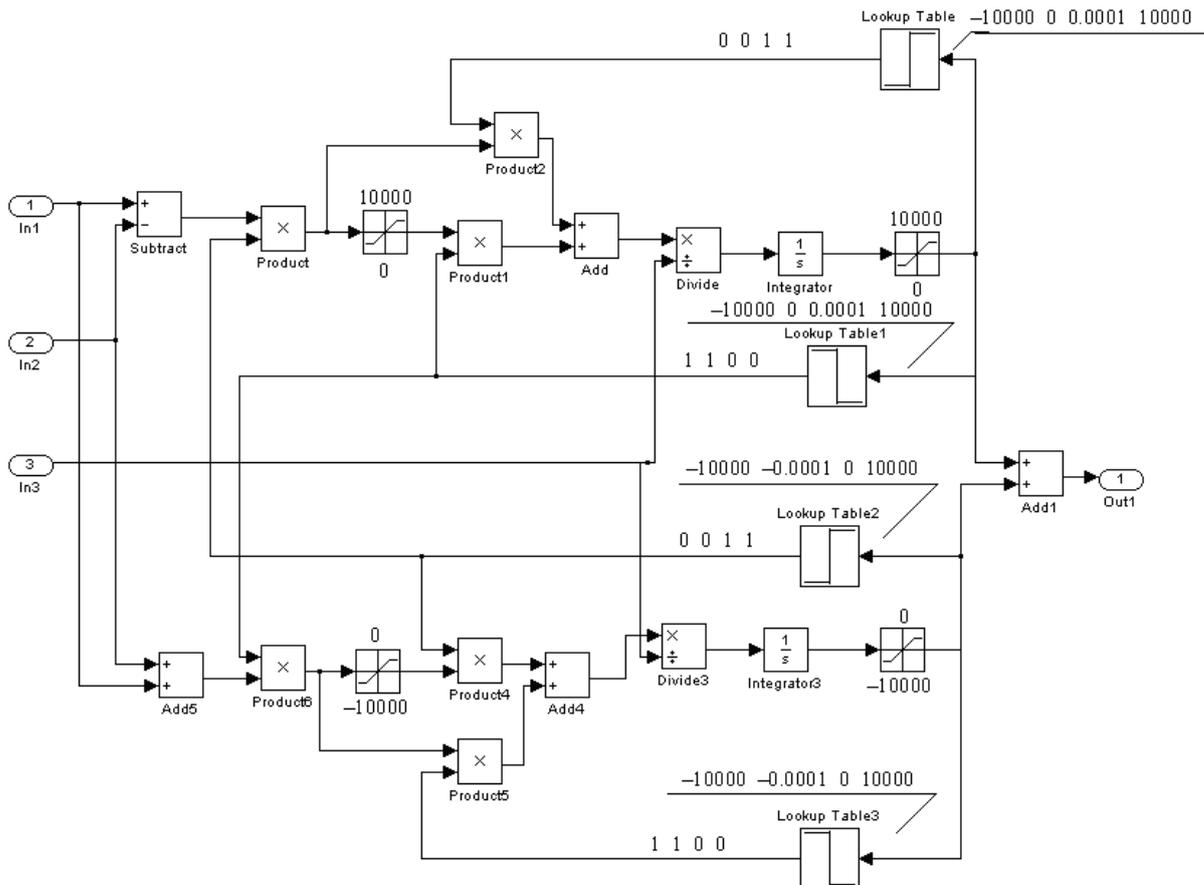


Рисунок 14 – Подсистема «Реактивная нагрузка»

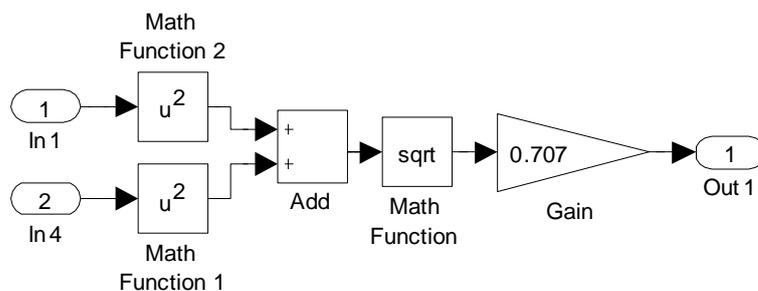


Рисунок 15 – Подсистема «Фазный ток»

## Исследование нелинейной САУ РЭП при $U_{3C}=10$ В

Графики переходных процессов координат электропривода в различных динамических режимах работы электропривода при напряжении задания на скорость  $U_{3C}=10$  В представлены на рисунке 16. При  $U_{3C}=10$  В был произведен пуск электропривода (задержка в 2 секунды обусловлена необходимостью нарастания потокосцепления до установившегося значения) на холостом ходу ( $M_c = 0$  Н·м), наброс нагрузки до максимальной ( $M_c = M_{с.прив.макс} = 5,1$  Н·м) в момент времени  $t=0,4$  с, сброс нагрузки до режима холостого хода в момент времени  $t=0,6$  с, реверс электропривода путем смены полярности напряжения задания на скорость в момент времени  $t=0,8$  с и останов электропривода в момент времени  $t=1,2$  с. Также был осуществлён пуск, реверс, и останов электропривода под нагрузкой (рисунок 17).

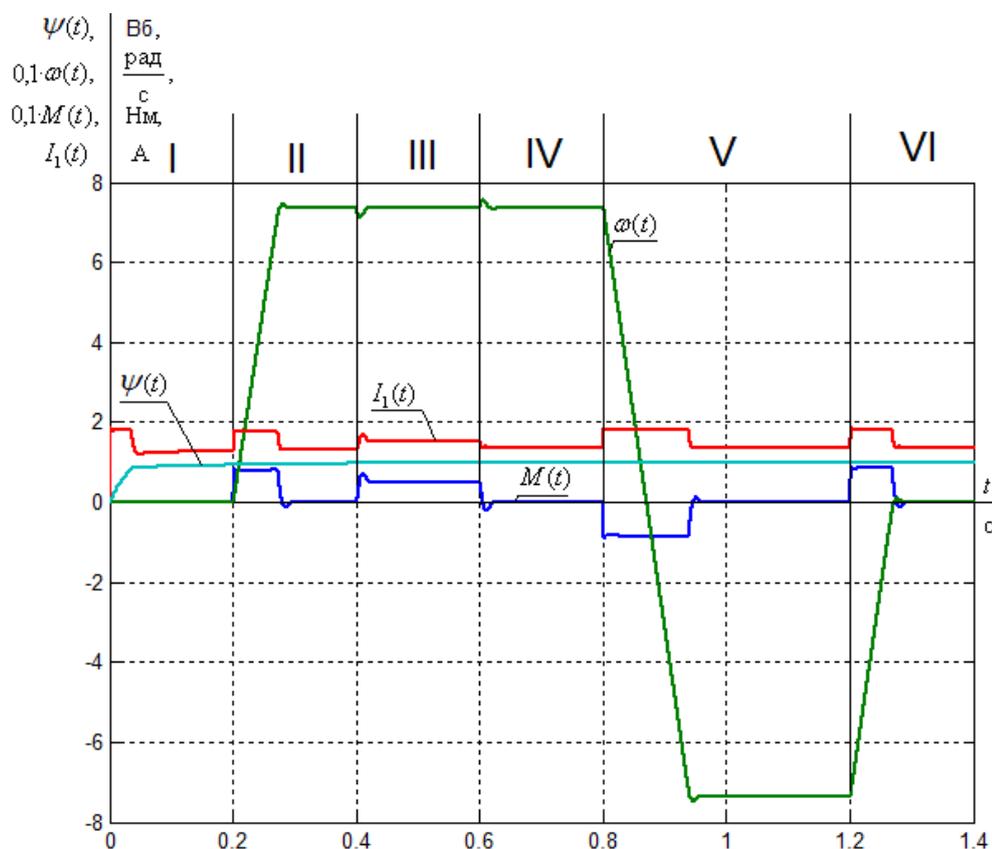


Рисунок 16 – Графики переходных процессов  $\omega(t)$ ,  $M(t)$ ,  $I_1(t)$ ,  $\psi(t)$  в различных динамических режимах работы электропривода при  $U_{3C}=10$  В

На рисунке 16 (и последующих рисунках с изображением графиков переходных процессов электропривода) римскими цифрами обозначены: I - участок подачи напряжения задания на потокосцепление; II - участок пуска электропривода (подача напряжения задания на контур скорости); III - наброс нагрузки; IV - сброс нагрузки; V - реверс электропривода; VI - останов электропривода.

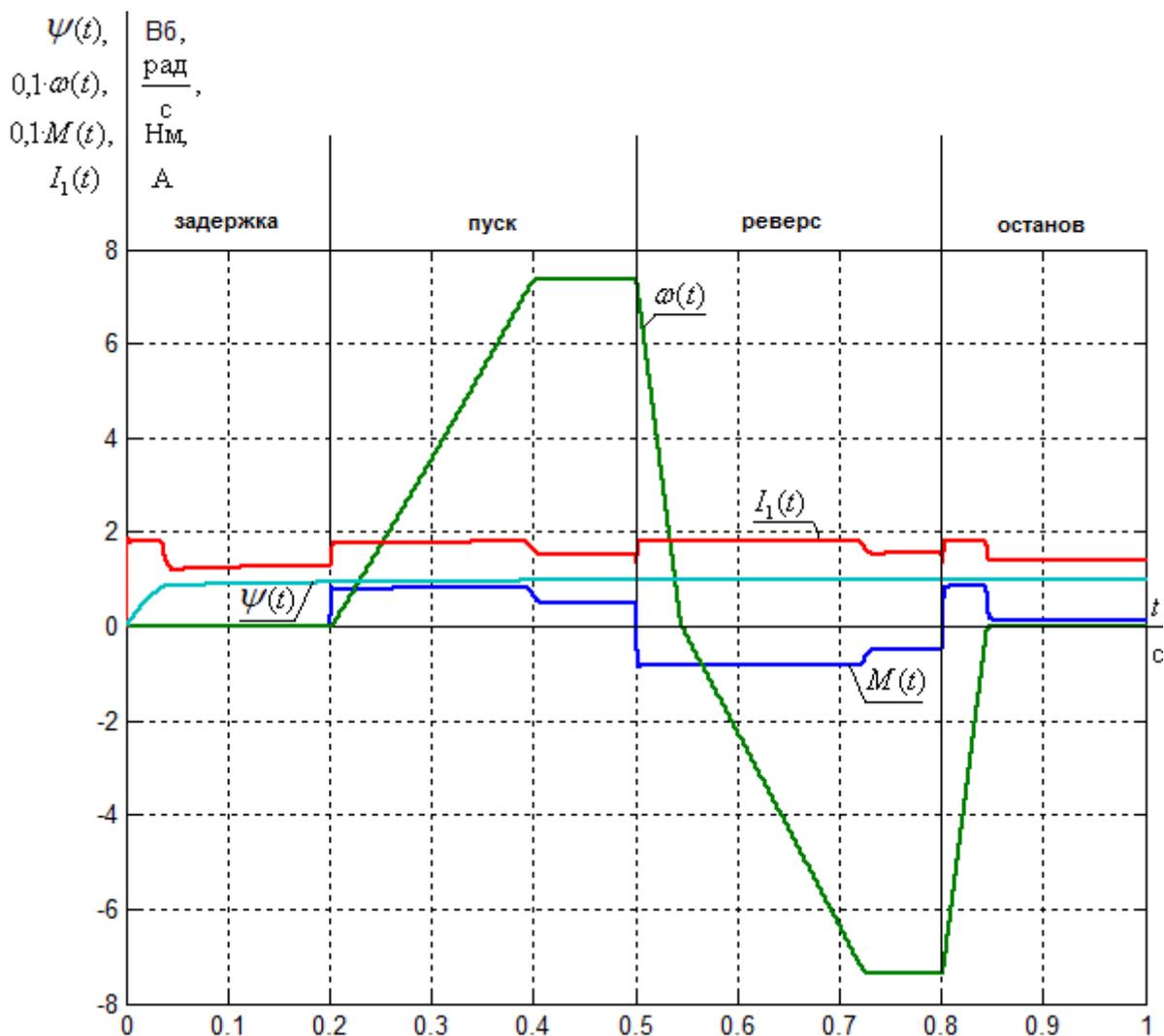


Рисунок 17 – Графики переходных процессов  $\omega(t)$ ,  $M(t)$ ,  $I_1(t)$ ,  $\psi(t)$  в различных динамических режимах работы электропривода под нагрузкой при  $U_{3c}=10$  В

## Исследование нелинейной САУ РЭП при $U_{3C}=5$ В

Графики переходных процессов координат электропривода в различных динамических режимах работы электропривода при напряжении задания на скорость  $U_{3C}=5$  В представлены на рисунке 18. При  $U_{3C}=5$  В был произведен пуск электропривода на холостом ходу ( $M_c = 0$  Н·м), наброс нагрузки до максимальной ( $M_c = M_{с.ПРИВ.МАКС} = 5,1$  Н·м) в момент времени  $t=0,4$  с, сброс нагрузки до режима холостого хода в момент времени  $t=0,6$  с, реверс электропривода путем смены полярности напряжения задания на скорость в момент времени  $t=0,8$  с и останов электропривода в момент времени  $t=1,2$  с. Также осуществлён пуск, реверс, и останов электропривода под нагрузкой (рисунок 19).

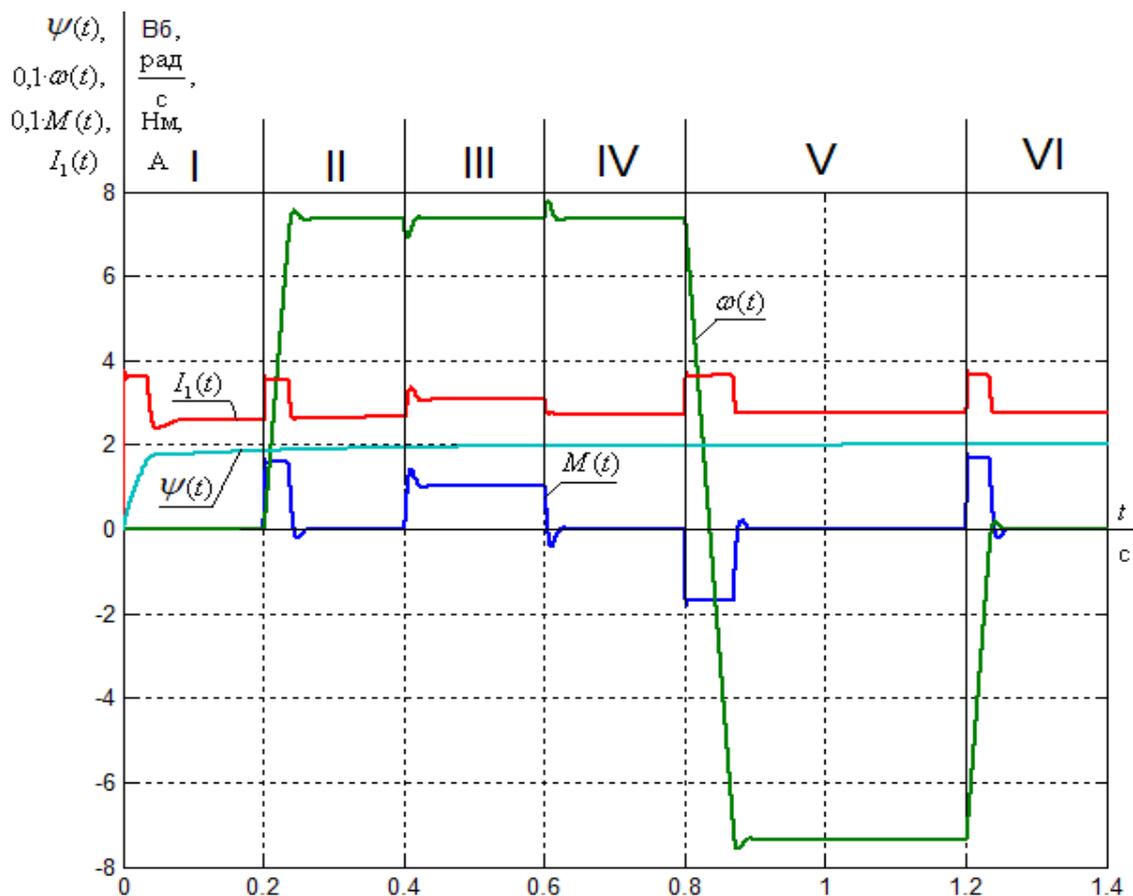


Рисунок 18 – Графики переходных процессов  $\omega(t)$ ,  $M(t)$ ,  $I_1(t)$ ,  $\psi(t)$  в различных динамических режимах работы электропривода при  $U_{3C}=5$  В

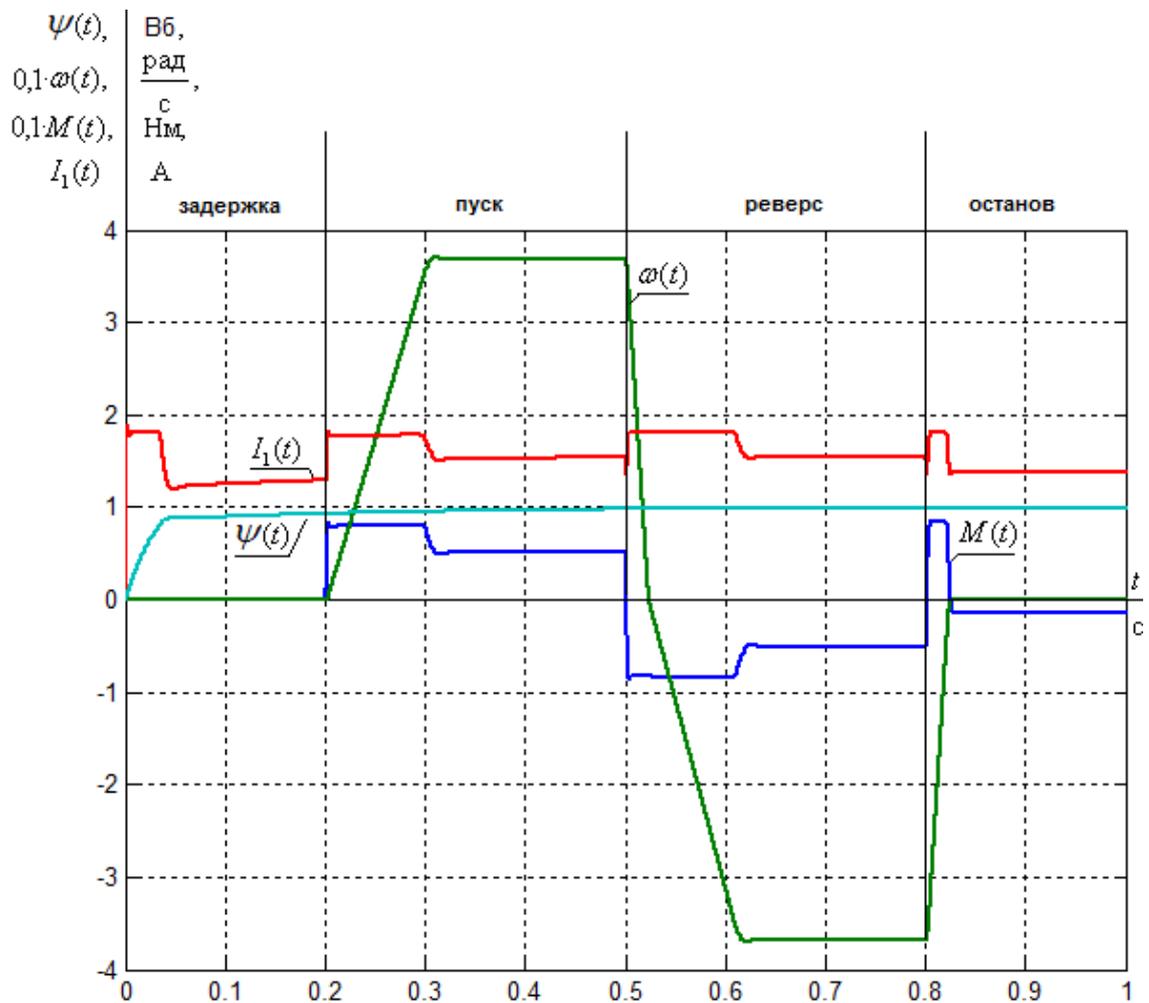


Рисунок 19 – Графики переходных процессов  $\omega(t)$ ,  $M(t)$ ,  $I_1(t)$ ,  $\psi(t)$  в различных динамических режимах работы электропривода под нагрузкой при  $U_{3C}=5$  В

При  $U_{3C}=10$  В графики переходных процессов по характеру аналогичны графикам при  $U_{3C}=5$  В. Отличие состоит в том, что время переходных процессов увеличилось примерно в два раза по сравнению с САУ РЭП при  $U_{3C}=5$  В.

## Исследование нелинейной САУ РЭП при $U_{зс}=0,5$ В

Графики переходных процессов координат электропривода в различных динамических режимах работы электропривода при напряжении задания на скорость  $U_{зс}=0,5$  В представлены на рисунке 20. При  $U_{зс}=0,5$  В был произведен пуск электропривода на холостом ходу ( $M_c = 0$  Н·м), наброс нагрузки до максимальной ( $M_c = M_{с.прив.макс} = 5,1$  Н·м) в момент времени  $t=0,4$  с, сброс нагрузки до режима холостого хода в момент времени  $t=0,6$  с, реверс электропривода путем смены полярности напряжения задания на скорость в момент времени  $t=0,8$  с и останов электропривода в момент времени  $t=1,2$  с. Также был осуществлён пуск, реверс, и останов электропривода под нагрузкой (рисунок 21).

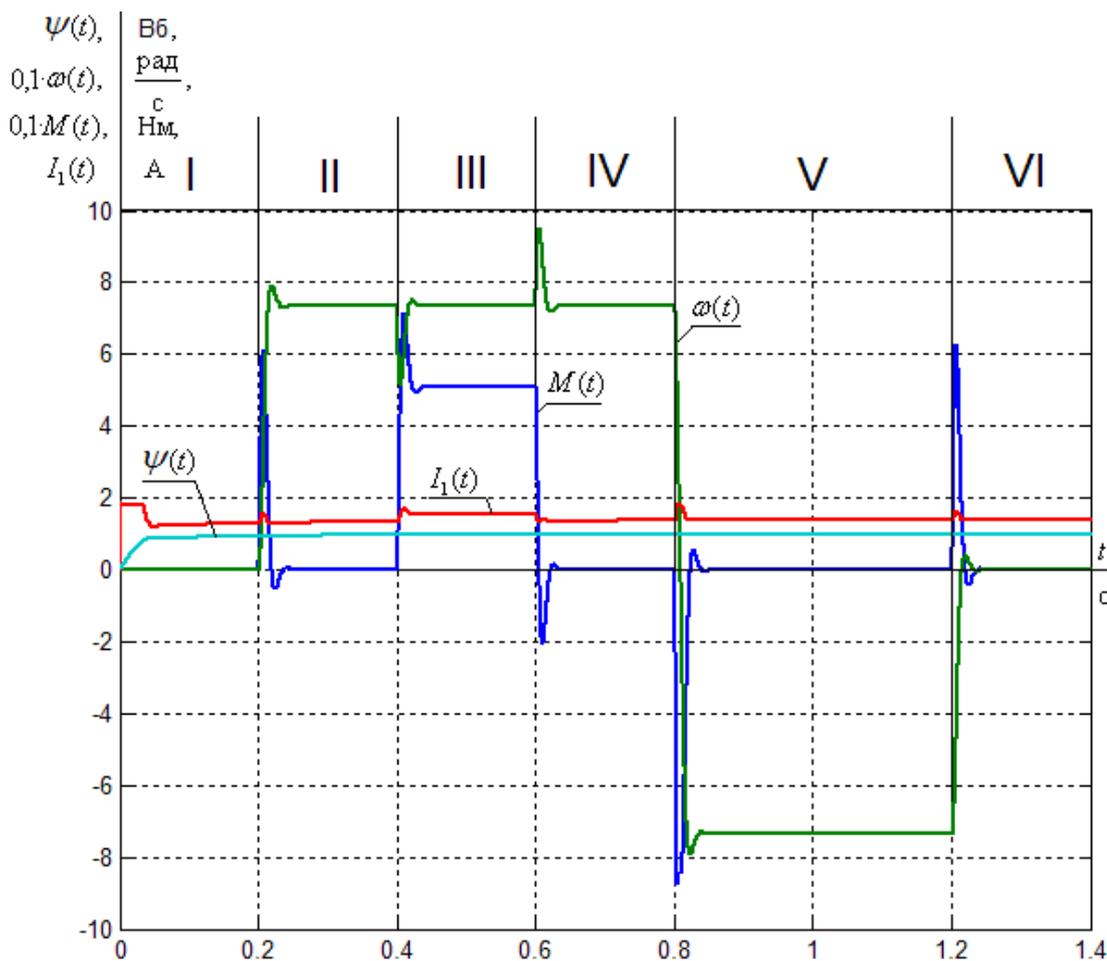


Рисунок 20 – Графики переходных процессов  $\omega(t)$ ,  $M(t)$ ,  $I_1(t)$  в различных динамических режимах работы электропривода при  $U_{зс}=0,5$  В

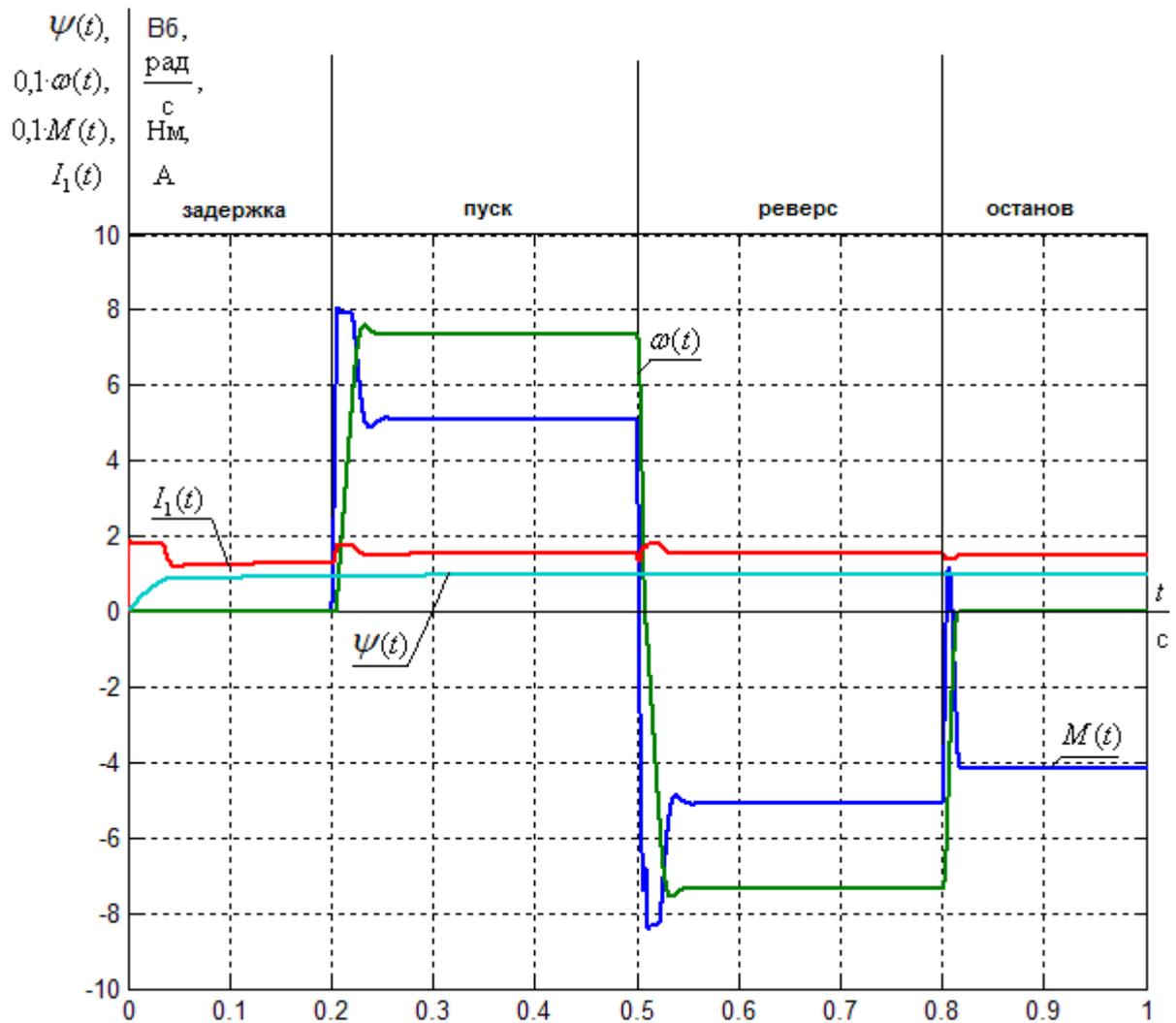


Рисунок 21 – Графики переходных процессов  $\omega(t)$ ,  $M(t)$ ,  $I_1(t)$ ,  $\psi(t)$  в различных динамических режимах работы электропривода под нагрузкой при  $U_{зс}=0,5$  В

При минимальном задании на скорость графики переходных процессов получились аналогичными процессам в линейной системе. Практически совпали время пуска, величина динамического провала скорости при набросе/сбросе нагрузки.

## Исследование нелинейной САУ РЭП с использованием модели двигателя в неподвижной системе координат

Структурная схема рисунка **Ошибка! Источник ссылки не найден.** учитывает следующие основные нелинейности элементов системы управления электропривода:

- насыщение регуляторов тока, потокосцепления и скорости

$$U_{\text{рт } X_{\text{макс}}} = \pm 8 \text{ В}, U_{\text{рт } Y_{\text{макс}}} = \pm 12 \text{ В}, U_{\text{р}\psi_{\text{макс}}} = \pm 11 \text{ В}, U_{\text{рсмакс}} = \pm 11 \text{ В};$$

Имитационная модель нелинейной САУ РЭП в программной среде MATLAB Simulink представлена на рисунке 22.

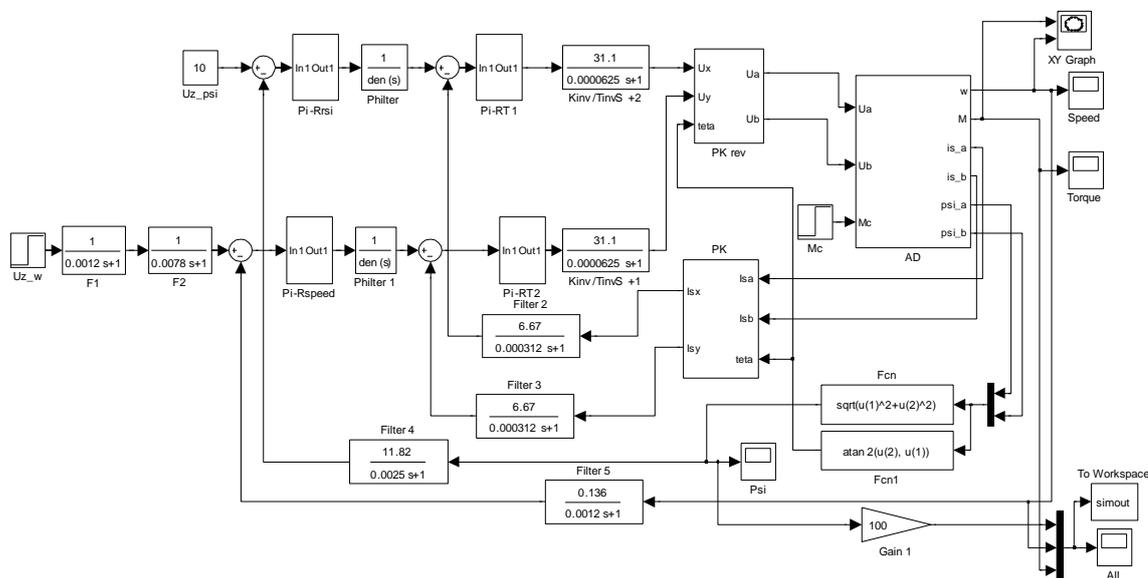


Рисунок 22 – Имитационная модель нелинейной САУ РЭП с использованием модели асинхронного электродвигателя в неподвижной системе координат в программной среде MATLAB Simulink

Графики переходных процессов координат электропривода в различных динамических режимах работы электропривода при напряжении задания на скорость  $U_{3C}=10$  В представлены на рисунке 23. При  $U_{3C}=10$  В был произведен пуск электропривода (задержка в 0,5 секунды обусловлена необходимостью нарастания потокосцепления до установившегося значения) на холостом ходу

( $M_c = 0 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ) и наброс нагрузки до максимальной ( $M_c = M_{\text{с.ПРИВ.МАКС}} = 5,1 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ) в момент времени  $t=1 \text{ с}$ .

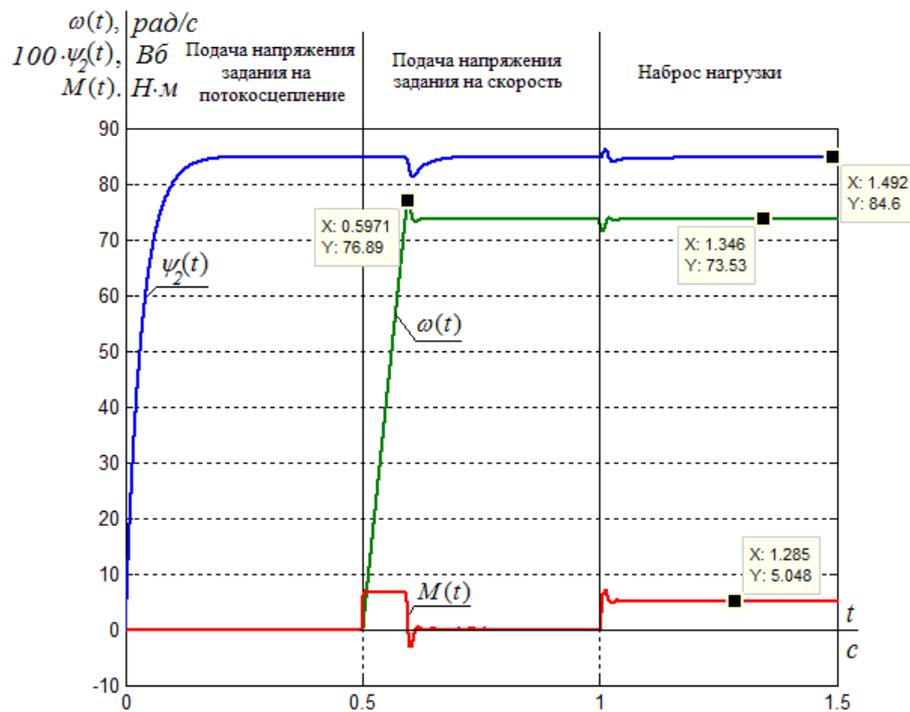


Рисунок 23 – Графики переходных процессов  $\omega(t)$ ,  $M(t)$ ,  $\psi(t)$  в динамических режимах работы электропривода при  $U_{3\text{с}}=10 \text{ В}$

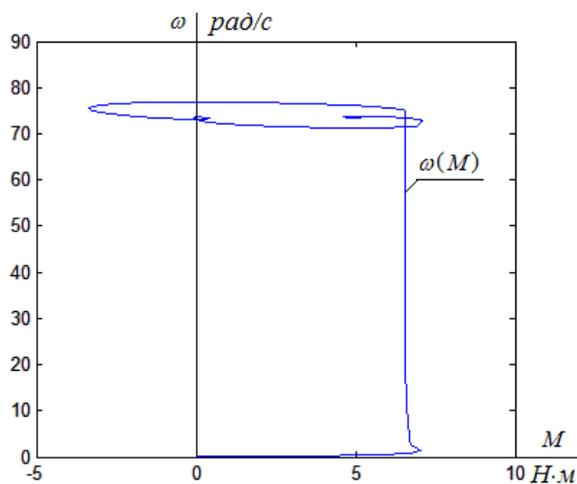


Рисунок 24 – Динамическая механическая характеристика нелинейной системы векторного электропривода

Данные, полученные в результате моделирования нелинейной системы автоматического векторного управления регулируемым электроприводом, позволяют судить о качественной настройке системы. Погрешности

регулируемых величин незначительны и не оказывают серьёзного влияния на качество работы системы.

### Исследование нелинейной САУ РЭП с задатчиком интенсивности

На рисунке 25 приведена имитационная модель нелинейной САУ РЭП с задатчиком интенсивности с S-образной характеристикой.

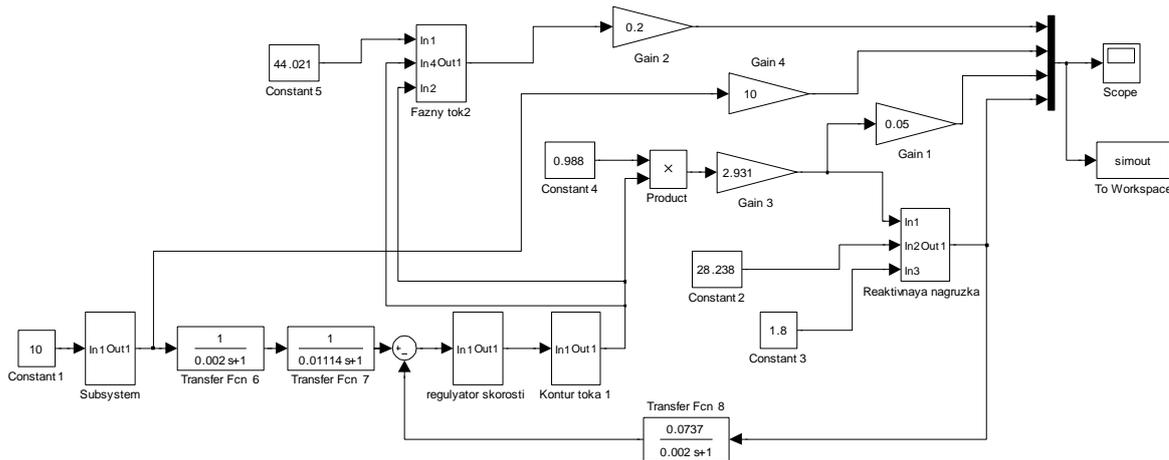


Рисунок 25 – Имитационная модель нелинейной САУ РЭП с задатчиком интенсивности с S-образной характеристикой

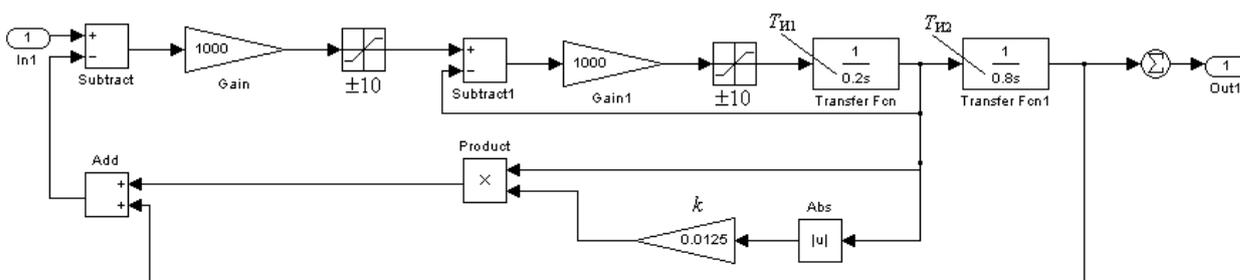


Рисунок 26 – Подсистема «S-образный ЗИ»

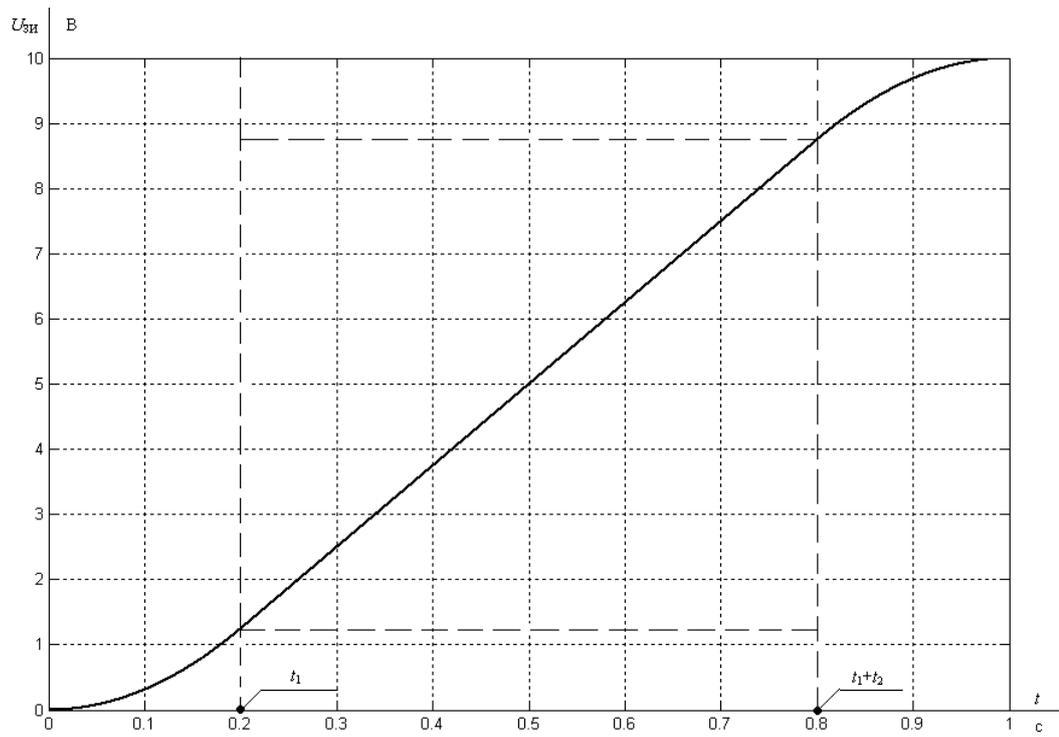


Рисунок 27 – Временная характеристика задатчика с S-образной характеристикой

Параметры задатчика интенсивности:

$$T_{и1} = t_1 = 0,2 \text{ с};$$

$$T_{и2} = t_1 + t_2 = 0,2 + 0,6 = 0,8 \text{ с};$$

$$k = 0,05 \cdot \frac{t_1}{t_1 + t_2} = 0,05 \cdot \frac{0,2}{0,2 + 0,6} = 0,0125.$$

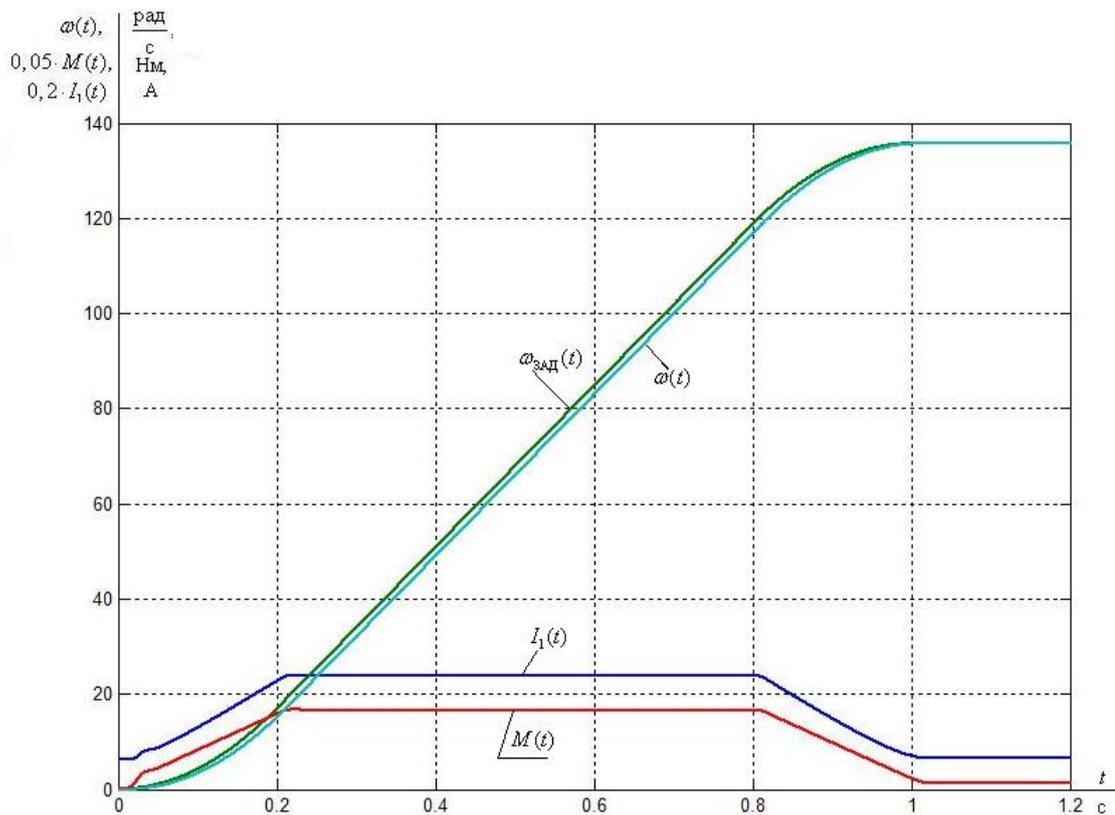


Рисунок 28 – Переходные процессы в нелинейной САУ РЭП с задатчиком с S-образной характеристикой при пуске на холостом ходу

На рисунке 29 представлена имитационная модель нелинейной САУ РЭП с задатчиком интенсивности с линейной характеристикой.

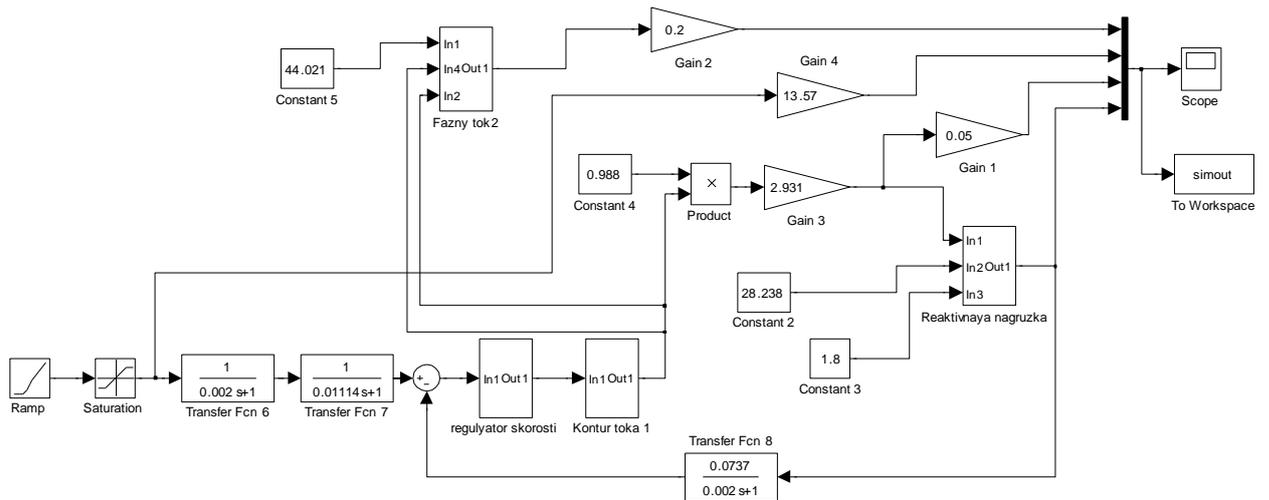


Рисунок 29 – Имитационная модель нелинейной САУ РЭП с задатчиком интенсивности с линейной характеристикой

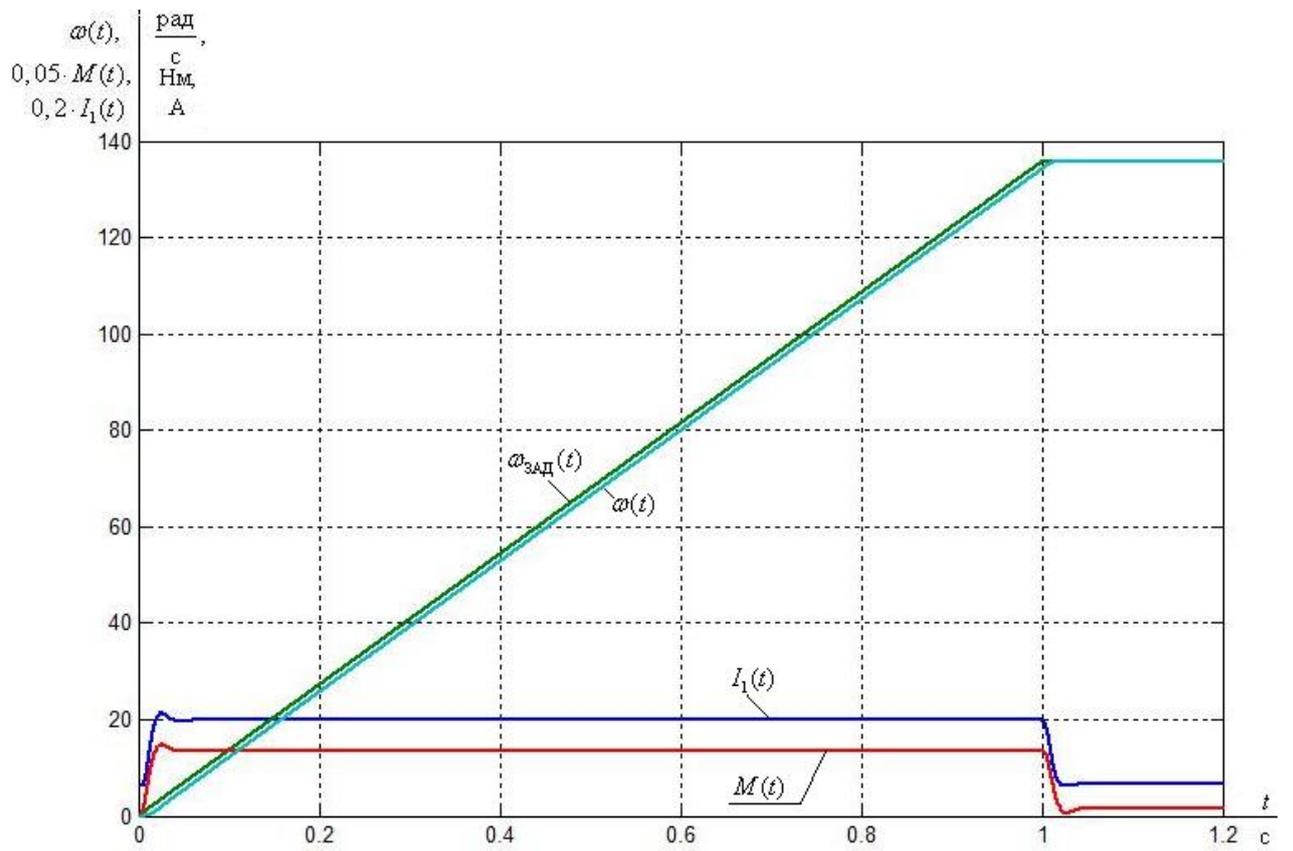


Рисунок 30 – Переходные процессы в нелинейной САУ РЭП с задатчиком с линейной характеристикой при пуске на холостом ходу

## Исследование нелинейной САУ РЭП с учетом дискретности преобразователя

Matlab имеет виртуальную модель двигателя переменного (Asynchronous Machine) в библиотеке SimPowerSystems (рисунок 31). Модели предназначены для работы с активным моментом. Заявленная возможность моделирования реактивного момента для DC Machine не реализуется, а для Asynchronous Machine таковая возможность не декларируется.

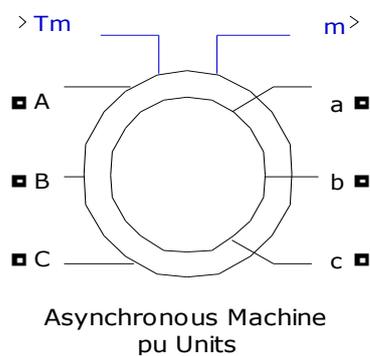


Рисунок 31 – Виртуальная модель Asynchronous Machine pu Units в Matlab

Существует возможность разработки дополнительных возможностей, обеспечивающих работу виртуальных моделей двигателей с реактивным моментом сопротивления. Для этого необходимо дополнить оригинальную модель асинхронной машины блоком реактивной нагрузки (рисунок 32).

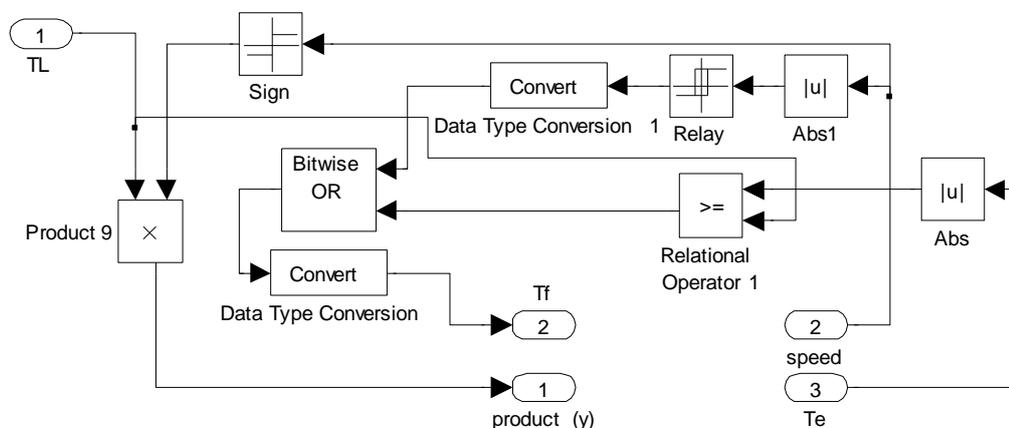


Рисунок 32 – Схема модели блока реактивной нагрузки в Matlab (Simulink)

На рисунке 32 приняты обозначения, принятые в виртуальной модели двигателя:  $T_L = M_H$  – момент нагрузки;  $T_f = M_{HP}$  – реактивный момент сопротивления;  $T_e = M$  – момент двигателя.

На выходе Out 2 (Tf) действует выходной сигнал логического управляющего устройства, преобразованный из двоичной формы в алгебраическую (числовую). Выход Out 2 (Tf) рисунок подключается к множительному элементу Product 2, выход которого соединен с входом интегратора, используемого при решении уравнения движения электропривода ( $M - M_{HP} = J \frac{d\omega}{dt}$ ). Через второй вход множительного элемента замыкается прерываемый вход интегратора. Если выход управляющего устройства равен 0, то на вход интегратора подается нулевой сигнал (блокировка решения дифференциального уравнения). Если выход принимает единичное значение, то на выходе множительного элемента действует сигнал, действующий на втором входе множительного элемента. При этом собирается исходная структура модели двигателя (разрешается решение дифференциального уравнения). Отметим, что реализации моделей электромеханической части двигателей постоянного тока и переменного не имеют принципиальных различий, тогда разработанная добавка может быть равнозначно использована для двигателей как постоянного, так и переменного тока.

Блок умножения Product 9 и блок Sign реализуют зависимость:

$$M_{HP} = M_H \cdot \text{sign}(\omega).$$

Блоки Abs 1 и Relay выделяют нулевое значение частоты вращения двигателя с преобразованием выходного сигнала блока Relay в логический  $x$  с помощью блока Convert. Единственный блок, требующий настройки, - это блок Relay.

Блок сравнения Relational реализует выполнение условия (4) и (5) и формирует логический сигнал  $z$  на втором входе элемента ИЛИ (Bitwise OR).

Отметим, что сравнение момента двигателя производится с сигналом  $T_L$ , который задан и должен быть всегда положительным по знаку.

На рисунке 33 показана модернизированная виртуальная модель двигателя переменного тока, предусматривающая возможность работы двигателя с реактивным моментом.

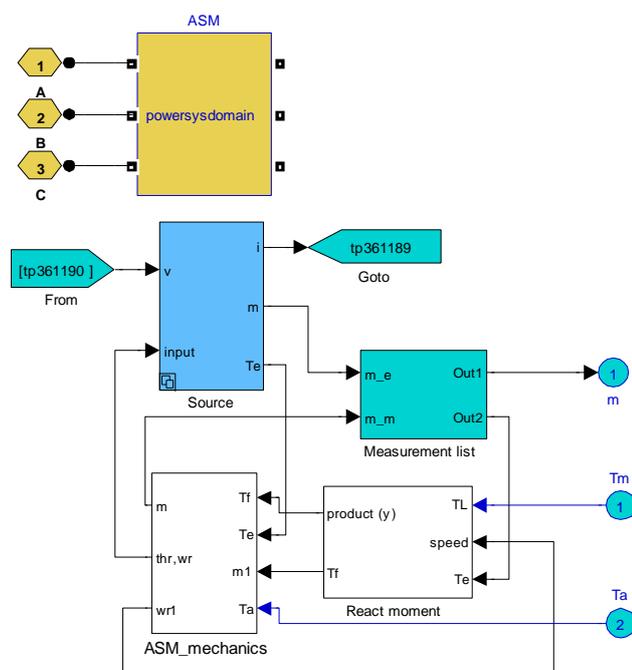


Рисунок 33 – Модернизированная виртуальная модель двигателя переменного тока

На рисунке 33 показана модель асинхронного двигателя из библиотеки Simulink с разработанным дополнением в виде блока React moment, схема модели которого приведена на рисунке 31. На рисунке 34 раскрыта схема модели блока ASM\_mechanics, в которой добавлено множительное устройство Product 9, управляющее процессом решения уравнения движения электропривода при работе на реактивную нагрузку.

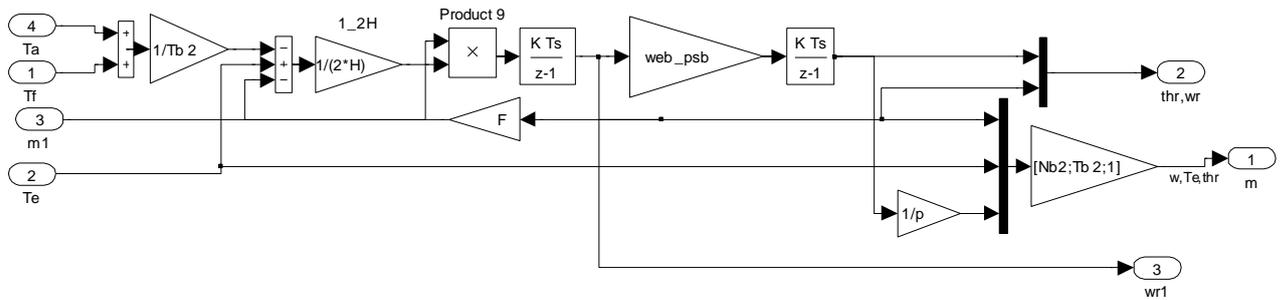


Рисунок 34 – Модернизированная виртуальная модель блока ASM\_mechanica

Проверим работоспособность модернизированной модели асинхронного двигателя в составе автоматизированного электропривода с векторным частотно-токовым управлением, модель которого представлена на рисунке 35.

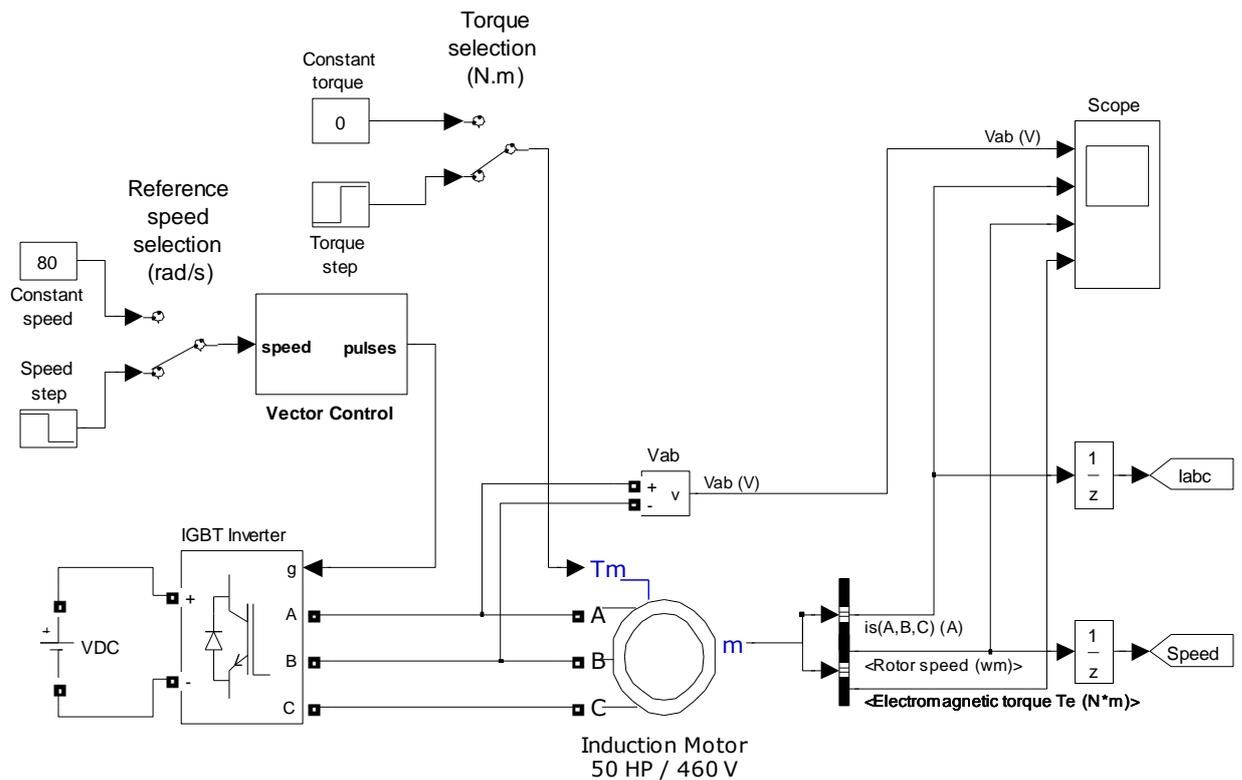


Рисунок 35 – Модернизированная виртуальная модель автоматизированного электропривода с векторным управлением

На рисунке 36 представлена подсистема виртуальной модели векторного, частотно-токового, управления асинхронным электродвигателем.

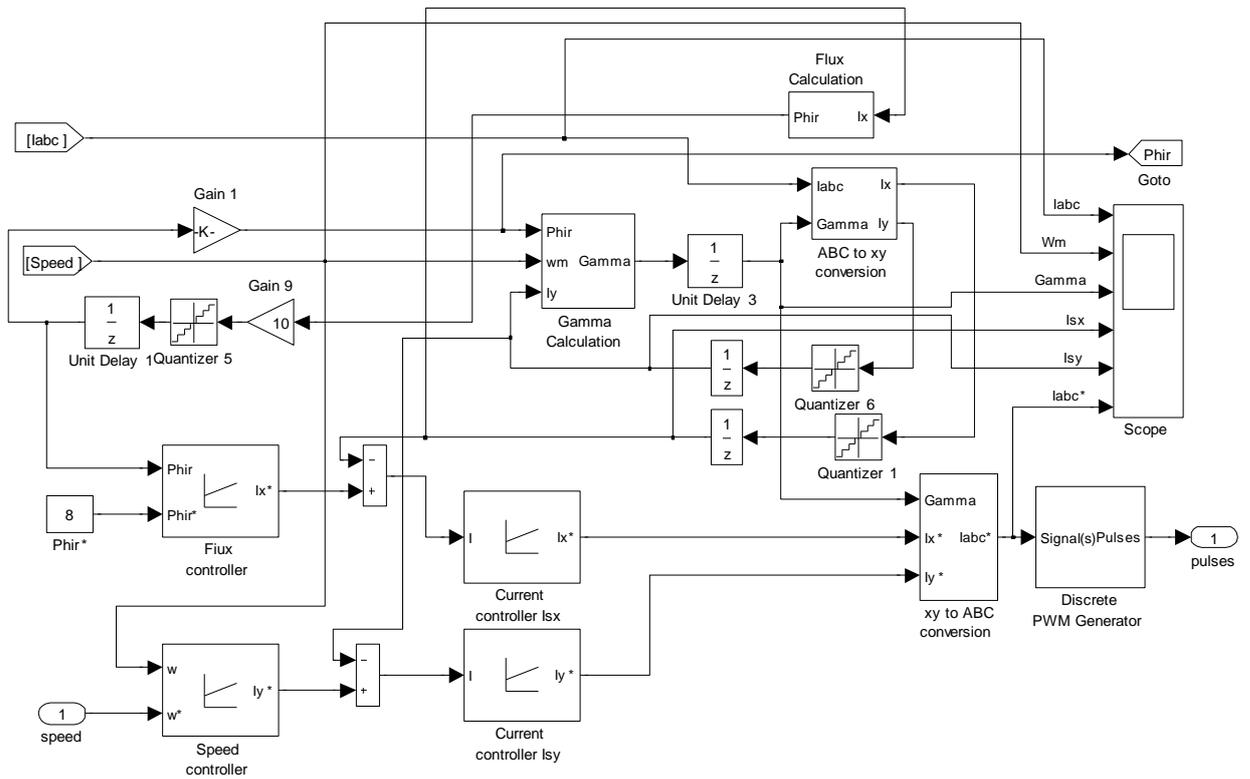


Рисунок 36 – Подсистема «Векторное управление» (*Vector Control*)

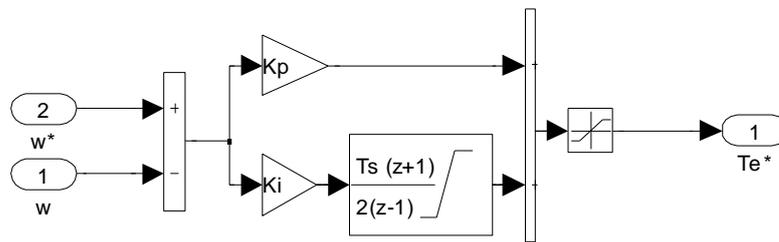


Рисунок 37 – Структура ПИ-регулятора скорости в подсистеме «Векторное управление»

На рисунке 38 показана работа электропривода с реактивной нагрузкой.

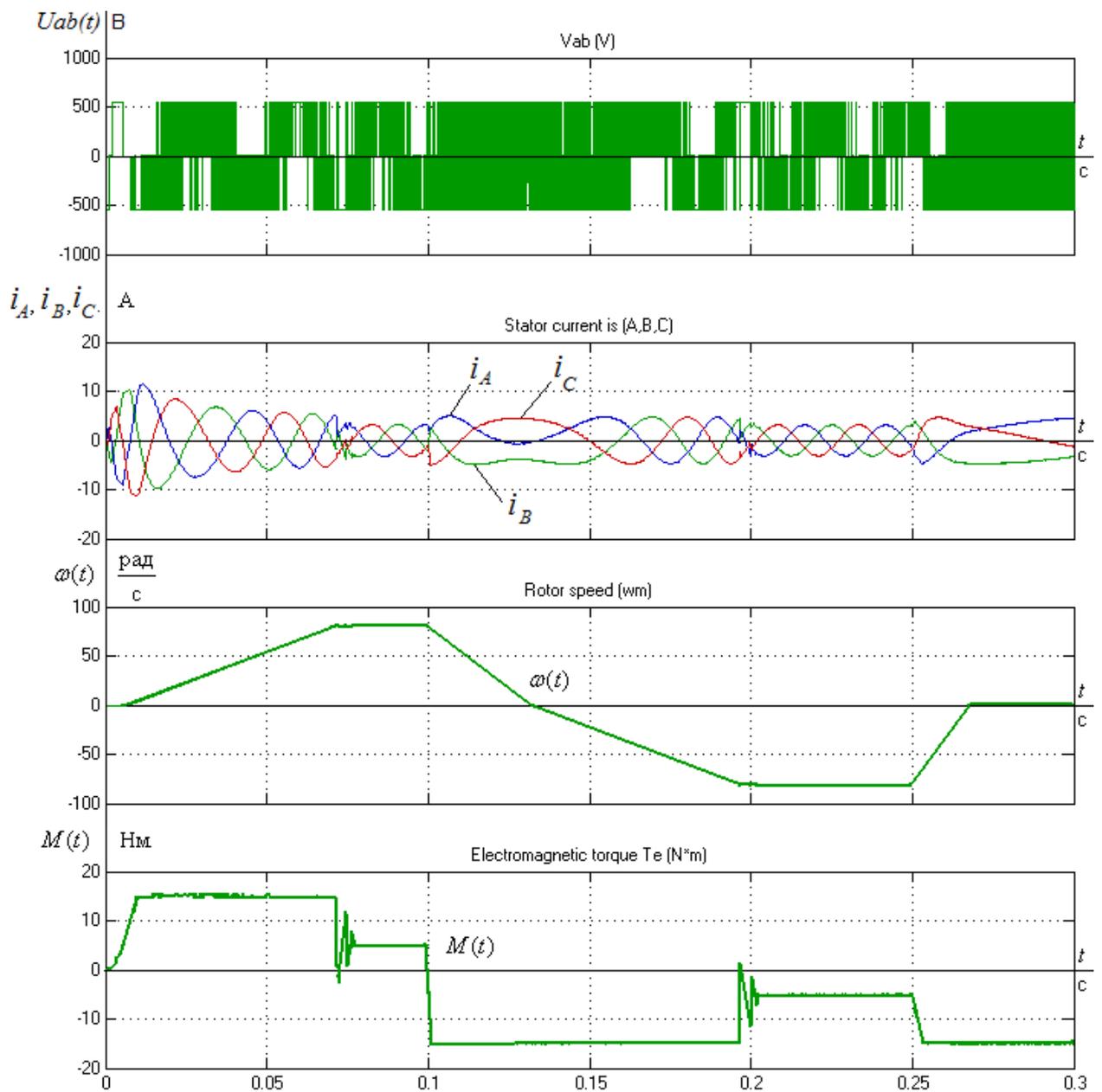


Рисунок 38 – Результаты моделирования работы электропривода с реактивной нагрузкой  $T_m=5$  Нм (пуск, реверс и работа на упор) (напряжения статора (смоделированное на ШИМ), токи статора, скорость, момент)

Полученные результаты удовлетворительны. В момент времени 0,25 с двигателю прикладывается реактивная нагрузка, превышающая максимальный момент. Как и следовало ожидать, двигатель затормаживается до нулевой частоты вращения, развивая заданный максимальный момент.

Таким образом, схема моделирования работы с реактивной нагрузкой адекватна и может быть использована при исследованиях.

## СИСТЕМЫ БЕЗДАТЧИКОВОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Относительно небольшой (менее 10%), но исключительно важный и постоянно расширяющийся сектор применения частотно- регулируемого привода, требует применения более сложных бездатчиковых систем векторного управления асинхронными двигателями. Прежде всего - это системы электроприводов, где необходим более высокий (до 50:1) диапазон регулирования скорости и по условиям технологии исключается возможность установки датчика положения на вал ротора двигателя. К подобным системам управления предъявляются также повышенные требования по диапазону регулирования электромагнитного момента - до 20:1.

Большинство ведущих мировых производителей преобразователей частоты для управления асинхронными двигателями Siemens, ABB, Schneider Electric, Hitachi, Danfos и др. поддерживают в своих изделиях все три современные структуры управления АД: скалярного, векторного датчикового и векторного без датчикового. Причем, для последней структуры указывается диапазон регулирования скорости до 50:1.

Бездатчиковое определение скорости может выполняться с использованием различных методов, сложность которых в значительной степени определяется требуемым диапазоном регулирования привода и требованиями к точности измерения скорости. В [49] приведена классификация, в соответствии с которой методы определения скорости асинхронного двигателя подразделяются на пять групп.

К *первой* группе относятся неадаптивные методы, в которых скорость определяется непосредственно через измеряемые напряжение и ток статора, и методы, основанные на определении скорости через рассчитываемые в схеме частоты напряжения питания и роторной ЭДС. *Вторую* группу составляют адаптивные методы. Они ориентированы на замкнутые системы регулирования электропривода, в которых адаптация применена для

повышения точности измерительной системы. В *третью* группу входят методы, основанные на конструктивных особенностях двигателя и использующие, например, информацию, которую несет в себе кривая намагничивания машины. *Четвертая* группа - это нелинейные методы, базирующиеся на теории нейронных цепей. а последняя, *пятая*. группа - группа методов, использующих для повышения точности дополнительные высокочастотные сигналы или другую дополнительную информацию.

Таким образом, создание систем векторного бездатчикового управления с диапазоном регулирования 50:1 для внедрения в серийные ПЧ является насущной и актуальной проблемой.

## Наблюдатели СВУ

Для создания бездатчиковых интеллектуальных СУ используют различные цифровые наблюдатели. Многие зарубежные производители ПЧ уже имеют в своем арсенале СВБУ, но все же, качество реализации этих систем у разных производителей различно.

Необходимо пояснить, что является наблюдателем. Наблюдателем или наблюдающим устройством называется динамическая система, которая восстанавливает вектор состояния заданной системы на основе измерения входного и выходного воздействий при известной структуре заданной системы.

Если система, для которой восстанавливается полный вектор состояния, описывается векторным уравнением [24]:

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases}, \quad (0.1)$$

то наблюдатель имеет следующее уравнение:

$$\frac{d\tilde{X}}{dt} = A\tilde{X} + Bu + K_H(Y - C\tilde{X}). \quad (0.2)$$

где  $u$  - входное управляющее воздействие,  $\tilde{X}$  - оценка вектора состояния  $X$ ,  $K_H$  - матрица усиления наблюдателя.

В общем случае  $K_H$  является некоторой матрицей функций, определяющих коэффициент усиления наблюдателя.

Происходящие в ЭП процессы в большинстве случаев нелинейные. Это явление можно объяснить с физической точки зрения, примером могут послужить процессы, протекающие в электрической машине - насыщения, дополнительные (паразитные) взаимные индуктивности и т.п. Вывод уравнений представлен только для линейных систем. Для нелинейных систем теоретическая часть достаточно сложна, и не всегда позволяет использовать теории такого типа применительно к ЭП. Следовательно, для решения задач

управления электродвигателем, должен быть разработан особый подход, учитывающий специфику данного вопроса.

Перед тем, как приступить к исследованию возможных наблюдателей, был сформулирован ряд критериев, по которым производилась оценка методов:

- максимальная точность восстановления переменных состояния;
- минимальная чувствительность к отклонению параметров модели;
- отсутствие громоздких математических вычислений;
- доступность в понимании подхода, возможность его физической интерпретации.

Исходя из выше перечисленных критериев, был произведен анализ. В зарубежной литературе нередко можно встретить решения в области векторного бездатчикового управления АД. Проанализировав труды, посвященные данной тематике, к рассмотрению в данной работе были вынесены три типа СВБУ машинами переменного тока: простейший, неадаптивный наблюдатель, основанный на формах математического описания асинхронного двигателя [35, 34, 38], СВБУ с комбинированным наблюдателем скорости и потокосцепления ротора [33, 34, 37], и СВБУ с использованием наблюдателя на основе адаптивной модели [30, 42, 47].

## Простой неадаптивный метод определения скорости асинхронного электродвигателя

Для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором уравнения, записанные в векторной форме в неподвижной системе координат  $(\alpha, \beta)$ , имеют вид:

$$\vec{U}_{s\alpha-\beta} = R_s \cdot \vec{I}_{s\alpha-\beta} + \frac{d\vec{\psi}_{s\alpha-\beta}}{dt}; \quad (0.1)$$

$$0 = R_r \cdot \vec{I}_{r\alpha-\beta} + \frac{d\vec{\psi}_{r\alpha-\beta}}{dt} - jZ_p \cdot \omega \cdot \vec{\psi}_{r\alpha-\beta}; \quad (0.2)$$

$$\vec{\psi}_{s\alpha-\beta} = L_s \cdot \vec{I}_{s\alpha-\beta} + L_\mu \cdot \vec{I}_{r\alpha-\beta}; \quad (0.3)$$

$$\vec{\psi}_{r\alpha-\beta} = L_\mu \cdot \vec{I}_{s\alpha-\beta} + L_r \cdot \vec{I}_{r\alpha-\beta}. \quad (0.4)$$

Наличие скорости  $\omega$  в уравнении (0.2) позволяет определить ее значение через значения других переменных. Далее рассматривается вариант схемы бездатчикового измерения скорости (рисунок 39), реализуемый в неподвижной системе координат [34].

В схеме на основе измеряемых напряжения и тока статора рассчитываются частота напряжения питания и частота роторной ЭДС. На основании этого скорость двигателя определяется следующим образом:

$$\omega = \frac{(\omega_{0эл} - \omega_p)}{Z_p}.$$

Входными величинами для схемы являются проекции пространственных векторов  $\vec{U}_s$ , и  $\vec{I}_s$ , на оси неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$ , связанной со статором.

Записывая систему уравнений (0.1) - (0.4) относительно векторов тока статора и потокосцепления ротора и выражая потокосцепление ротора, получим:

$$\vec{\psi}_{r\alpha-\beta} = \frac{1}{p} \cdot \frac{L_r}{L_\mu} \cdot \left( \vec{U}_{s\alpha-\beta} - R_s \cdot \vec{I}_{s\alpha-\beta} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d\vec{I}_{s\alpha-\beta}}{dt} \right),$$

где  $p = d/dt$ .

Или в виде проекций на оси системы координат:

$$\psi_{r\alpha} = \frac{1}{p} \cdot \frac{L_r}{L_\mu} \cdot \left( U_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right); \quad (0.5)$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{1}{p} \cdot \frac{L_r}{L_\mu} \cdot \left( U_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right).$$

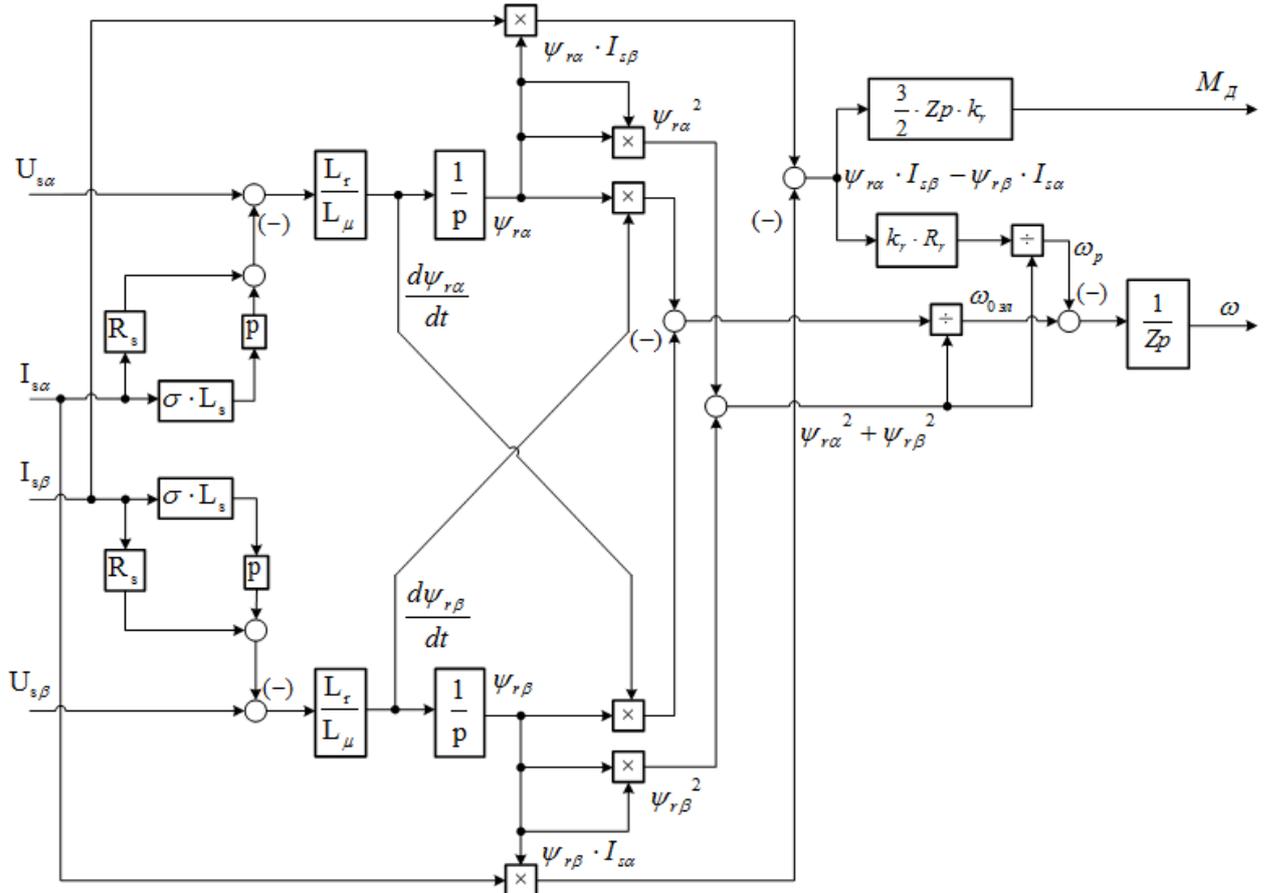


Рисунок 39 – Схема бездвигкового определения скорости привода с асинхронным двигателем в неподвижной системе координат

Частота напряжения питания в схеме определяется как производная от угла  $\theta$  между вращающейся и неподвижной системами координат. Если система регулирования привода выполнена на основе векторной структурной схемы двигателя, в которой ось  $d$  направлена по вектору потокосцепления ротора, то угол  $\theta$  может быть найден как арктангенс

отношения проекции пространственного вектора  $\vec{\psi}_r$  на ось  $\beta$  к его проекции на ось  $\alpha$  неподвижной системы координат:

$$\omega_{0эл} = \frac{d\theta_c}{dt} = \frac{d}{dt} \cdot \left( \operatorname{arctg} \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right) = \frac{1}{1 + \left( \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right)^2} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \left( \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right).$$

При введении обозначения  $p = d/dt$  формула для определения частоты напряжения питания принимает вид:

$$\omega_{0эл} = \frac{\psi_{r\alpha} p \cdot \psi_{r\beta} - \psi_{r\beta} p \cdot \psi_{r\alpha}}{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2}. \quad (0.6)$$

Чтобы иметь возможность воспользоваться для определения скорости выражением (0.4), необходимо располагать значением частоты роторной ЭДС, которую можно определить как:

$$\omega_p = \frac{k_r \cdot R_r \cdot I_{s\beta}}{|\vec{\psi}_r|}.$$

Электромагнитный момент находится по выражению:

$$M_D = (3/2) \cdot Z_p \cdot k_r \cdot |\vec{\psi}_r| \cdot I_{s\beta},$$

где  $k_r = \frac{L_\mu}{L_r} r$ . Выразив составляющую вектора тока статора  $I_{s\beta}$  и подставив результат в формулу для частоты  $\omega_p$ , получим уравнение, связывающее частоту роторной ЭДС с моментом двигателя:

$$\omega_p = \frac{2 \cdot R_r \cdot M_D}{3 \cdot Z_p \cdot |\vec{\psi}_r|^2}. \quad (0.7)$$

Квадрат модуля вектора потокосцепления ротора определяется по выражению:

$$|\vec{\psi}_r|^2 = \psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2,$$

Где  $\psi_{r\alpha}$ ,  $\psi_{r\beta}$  - проекции вектора потокосцепления ротора на оси неподвижной системы координат.

В рассматриваемой схеме бездатчикового определения скорости используются измеренные значения проекций вектора тока статора в неподвижной системе координат  $I_{s\alpha}$  и  $I_{s\beta}$  и рассчитанные по выражениям (0.6) проекции вектора потокосцепления ротора  $\psi_{r\alpha}$  и  $\psi_{r\beta}$ . Поэтому для определения значения момента целесообразно воспользоваться следующим выражением:

$$M_{\text{д}} = (3/2) \cdot Z_p \cdot k_r \cdot (\psi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha}).$$

Стоящее в скобках выражение рассчитывается в структурной схеме вычисления скорости и, таким образом, определяет собой величину:

$$\frac{2}{3} \cdot \frac{M_{\text{д}}}{Z_p \cdot k_r} = \psi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha},$$

которая может быть использована для нахождения текущего значения момента двигателя. Для расчета значения частоты роторной ЭДС в соответствии с формулой (0.7) величину  $\psi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha}$ , полученную в схеме (см. рисунок 39), надо умножить на  $k_r \cdot R_r$  и поделить на  $|\vec{\psi}_r|^2$ .

На рисунке 40 представлена модель наблюдателя скорости асинхронного электродвигателя, составленная в соответствии со структурной схемой (рисунок 39).

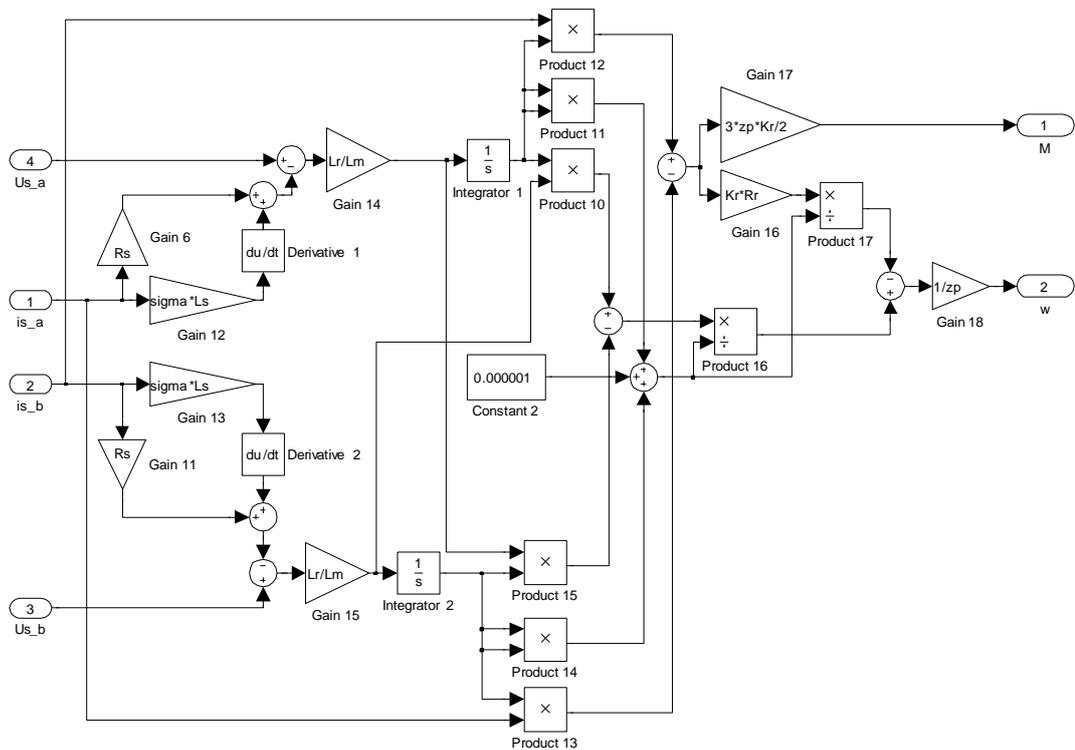


Рисунок 40 – математическая модель наблюдателя скорости в среде Simulink

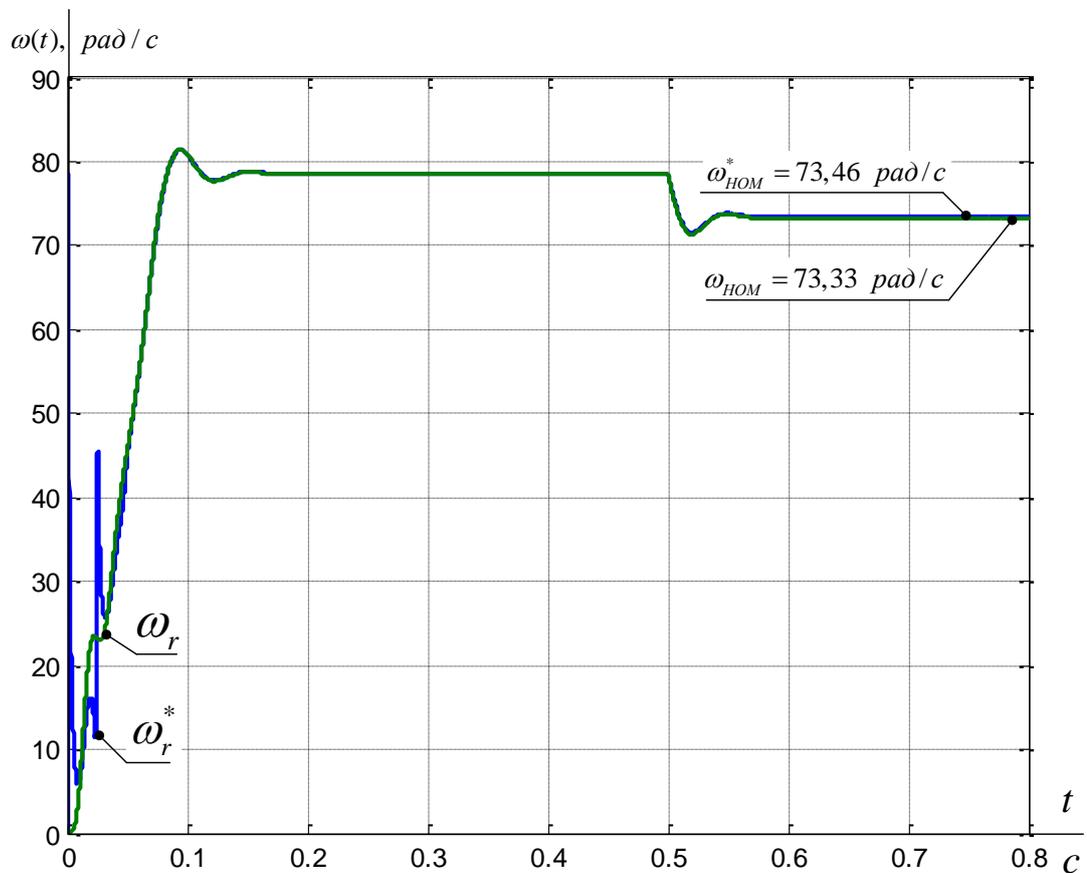


Рисунок 41 – Переходные процессы реальной и рассчитанной наблюдателем частоты вращения ротора при прямом пуске АД

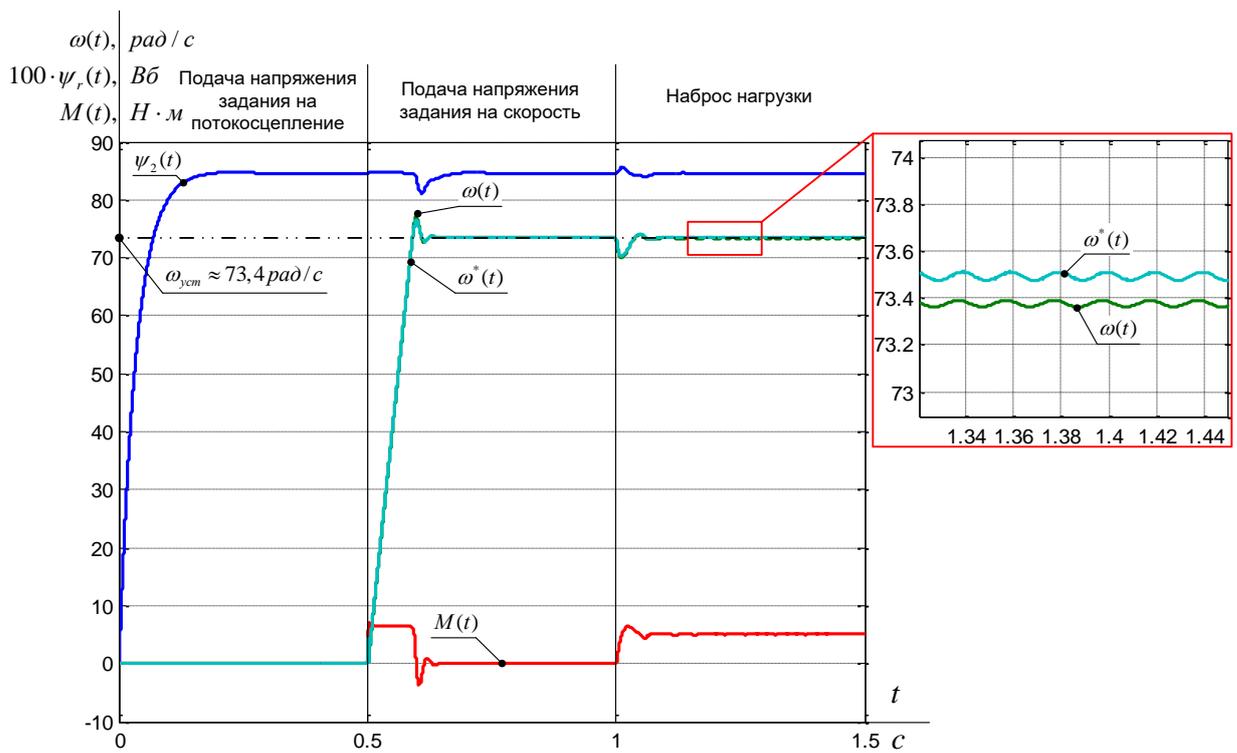


Рисунок 42 – Переходные процессы потокосцепления, момента и скорости (реальной и рассчитанной наблюдателем) системы векторного управления

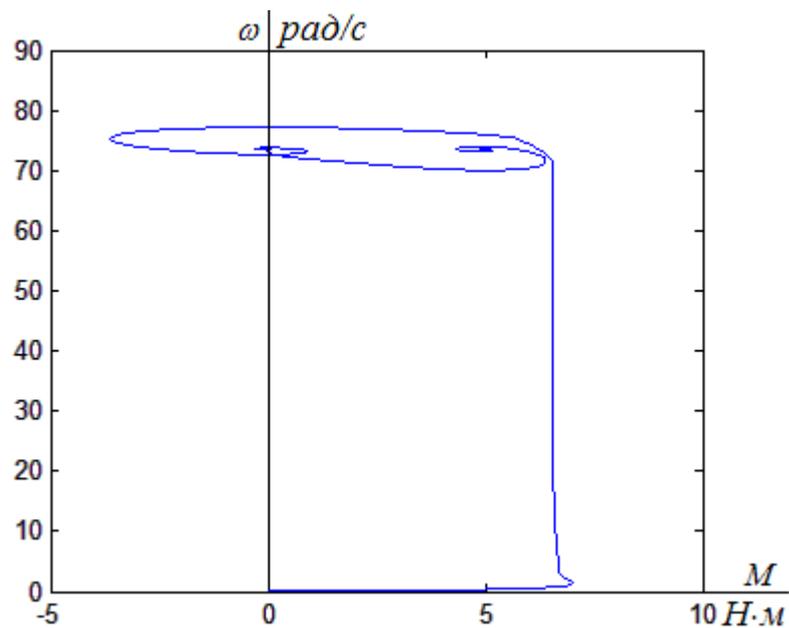


Рисунок 43 – Динамическая механическая характеристика нелинейной системы бездатчикового векторного электропривода

По результатам моделирования системы векторного управления асинхронным электроприводом с простейшим наблюдателем частоты вращения ротора, можно сделать вывод от том что данный наблюдатель

вполне точно осуществляет расчет частоты вращения ротора АД, ошибка расчетного значения скорости не превышает 0,1%, что говорит о допустимости применения подобного рода наблюдателей в системах векторного управления приводов устройств скрутки кабельных жил. Преимуществом данной структуры наблюдателя является простота его реализации в микропроцессорных системах управления, основной же недостаток наблюдателей данного типа является их малая робастность, при изменении параметров схемы замещения электродвигателя в процессе работы, наблюдатель, не имеющий никаких адаптивных механизмов, начнет выдавать значительную ошибку при расчете наблюдаемого параметра что в свою очередь приведет к неустойчивой работе всей системы.

### **Комбинированный неадаптивный наблюдатель скорости и потокосцепления ротора**

#### *Косвенное определение значений угла поворота ( $\theta$ ) и потокосцепления ротора( $\psi_r$ ).*

Для организации высококачественных систем векторного управления АД требуется информация о некоторых переменных, недоступных для прямого измерения. К таким переменным относятся, прежде всего, угол поворота и амплитуда вектора потокосцепления ротора. Амплитуда вектора используется для организации обратной связи в контуре управления потокосцеплением ротора, а угол поворота применяется для ориентации вращающейся системы координат.

Модели, используемые ранее в системе нелинейной САУ РЭП используют в работе данные о потокосцеплении и угле поворота взятые

непосредственно из модели двигателя, в реальности же эти координаты недоступны для прямого измерения, поэтому возникает необходимость в формировании систем расчета этих координат на основании дифференциальных уравнений.

Точность косвенной оценки переменных АД, недоступных для прямого измерения, в конечном итоге определяет качество работы всего асинхронного электропривода с векторным управлением

В дальнейшем в работе будет использоваться метод расчёта составляющих пространственного вектора потокосцепления статора на основе уравнений электромагнитной связи с ротором (0.1) и взаимодействия с параметрами статорной обмотки АД (0.2) и (0.3):

$$p\psi_r = k_r r_r i_{sx} - a_r \psi_r \quad (0.1);$$

$$\psi_{s\alpha}^w = l_e i_{s\alpha} - k_r \psi_{r\alpha} \quad (0.2);$$

$$\psi_{s\beta}^w = l_e i_{s\beta} - k_r \psi_{r\beta} \quad (0.3).$$

С другой стороны, составляющие пространственного вектора потокосцепления статора могут быть определены через составляющие векторов тока и напряжения статора, уравнения (0.4) и (0.5):

$$p\psi_{s\alpha}^u = u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha} \quad (0.4);$$

$$p\psi_{s\beta}^u = u_{s\beta} - r_s i_{s\beta} \quad (0.5).$$

При сравнении составляющих вектора потокосцепления статора определённых различными путями, ввиду отклонений между параметрами схемы замещения и реальным АД определяется ошибка. С помощью ПИ-регуляторов в уравнения (0.4) и (0.5) вводятся дополнительные параметры:

$$p\psi_{s\alpha}^u = u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha} - u_{c\alpha} \quad (0.6);$$

$$p\psi_{s\beta}^u = u_{s\beta} - r_s i_{s\beta} - u_{c\beta} \quad (0.7);$$

$$u_{c\alpha} = (\psi_{s\alpha}^u - \psi_{s\alpha}^w) \cdot W_{pez}(p) \quad (0.8);$$

$$u_{c\beta} = (\psi_{s\beta}^u - \psi_{s\beta}^w) \cdot W_{pez}(p) \quad (0.9),$$

- где  $W_{pez}(p) = k_{pez} \cdot \frac{(pt_{pez} + 1)}{pt_{pez}}$ .

Таким образом, далее на основе уточнённых данных о составляющих вектора потокосцепления статора определяем составляющие пространственного вектора потокосцепления ротора в стационарной системе координат:

$$\psi_{r\alpha}^* = \frac{1}{k_r} \psi_{s\alpha}^u - \frac{l_e}{k_r} i_{s\alpha} \quad (0.10);$$

$$\psi_{r\beta}^* = \frac{1}{k_r} \psi_{s\beta}^u - \frac{l_e}{k_r} i_{s\beta} \quad (0.11);$$

$$\psi_r^* = \sqrt{(\psi_{r\alpha}^*)^2 + (\psi_{r\beta}^*)^2} \quad (0.12);$$

$$\theta_{\psi_r}^* = \arctan\left(\frac{\psi_{r\beta}^*}{\psi_{r\alpha}^*}\right) \quad (0.13).$$

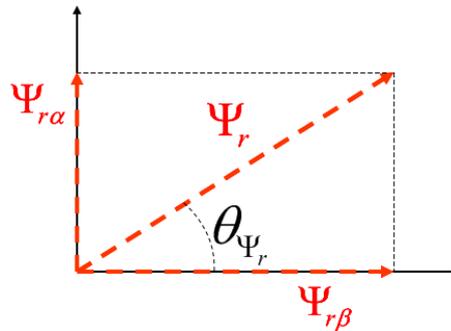


Рисунок 44 – Проекция составляющих пространственного вектора потокосцепления ротора на оси стационарной системы координат

На основании уравнений (0.1 – 0.13) составим структурную схему системы косвенной оценки переменных, недоступных для прямого измерения (рисунок 45).

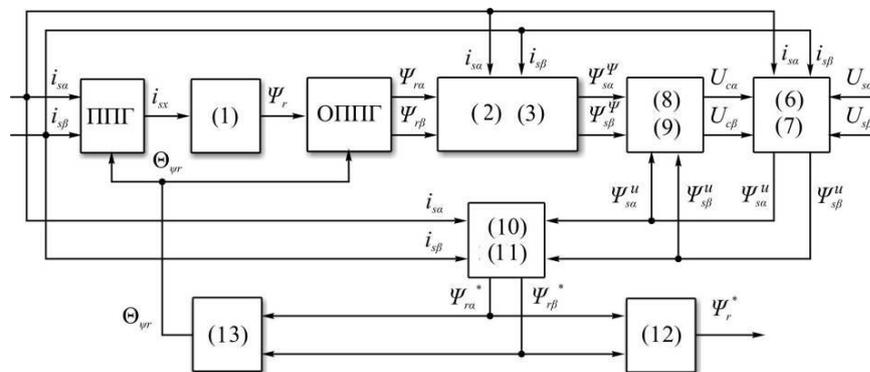


Рисунок 45 – Структурная схема системы косвенной оценки переменных, недоступных для прямого измерения

В качестве входных параметров рассматриваются составляющие пространственных векторов напряжений и токов статора в стационарной системе координат, а в качестве выходных переменных – модуль вектора потокосцепления ротора и его угол поворота в пространстве относительно стационарной системы координат.

На основании структурной схемы и уравнений (0.1 – 0.13) составим имитационную модель системы косвенного определения переменных (рисунок 46).

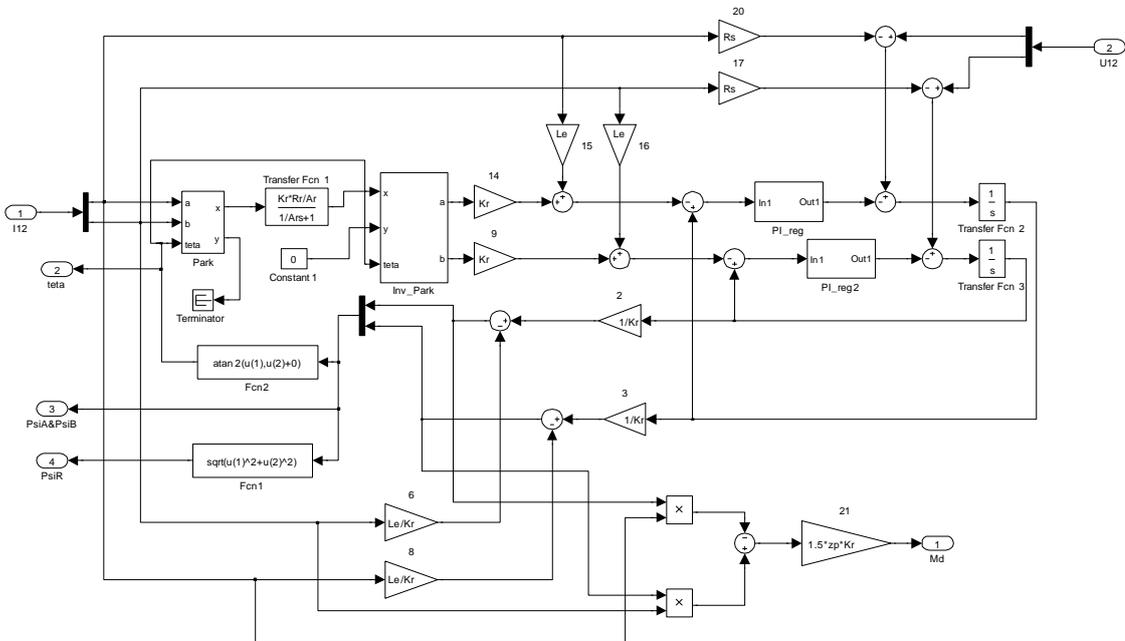


Рисунок 46 – Имитационная модель системы косвенного определения величин угла поворота, и потокосцепления ротора

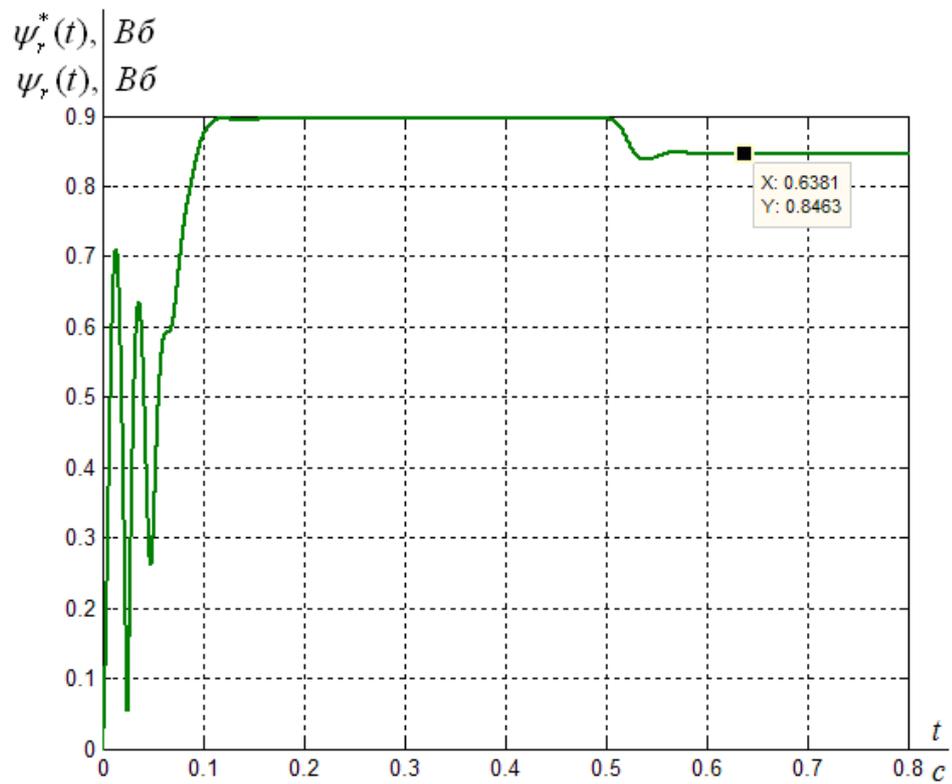


Рисунок 47 – Переходные процессы реального и косвенно определённого потокосцеплений ротора

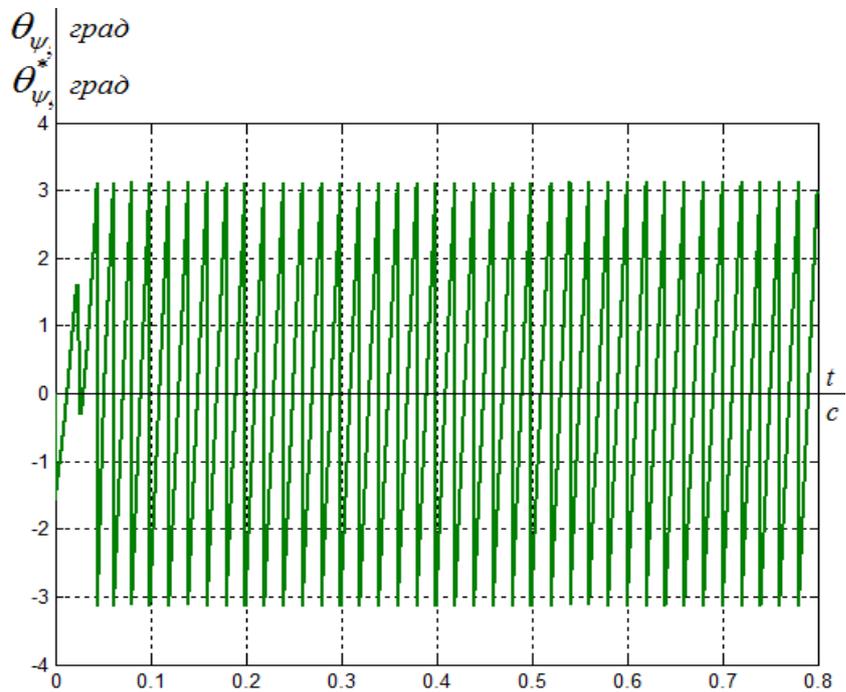


Рисунок 48 – Переходные процессы реального и косвенно определённого углов поворота

Исследование системы косвенного определения переменных показывает сходимость оценочных результатов с их прототипами на уровне, не

превышающем 1% (графики абсолютно идентичны) в установившемся и переходных режимах, что подтверждает работоспособность предлагаемого метода.

### ***Косвенное определение частоты вращения ротора ( $\omega_R$ ).***

Следующий этап разработки систем косвенного определения переменных, недоступных для прямого измерения – определение скорости вращения вала АД. Класс систем без датчика обратной связи по скорости широко востребован по причине сложных условий эксплуатации и стремления повысить надёжность электропривода с одновременным снижением его себестоимости.

Частота вращения ротора АД может быть рассчитана по токам статора двигателя, проекциям вектора потокосцепления ротора, и углу поворота.

Выражение для определения составляющих вектора потокосцепления ротора в неподвижной системе координат:

$$\psi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + L_\mu \cdot i_{s\alpha} \quad (0.1);$$

$$\psi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + L_\mu \cdot i_{s\beta} \quad (0.2);$$

$$i_{r\alpha} = \frac{1}{L_r} \cdot (\psi_{r\alpha} - L_\mu \cdot i_{s\alpha}) \quad (0.3);$$

$$i_{r\beta} = \frac{1}{L_r} \cdot (\psi_{r\beta} - L_\mu \cdot i_{s\beta}) \quad (0.4).$$

Из формул (0.1) и (0.2) выразим составляющие вектора тока ротора:

$$0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \omega_r \cdot \psi_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \quad (0.5);$$

$$0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \omega_r \cdot \psi_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \quad (0.6).$$

Выражаем из (0.5) и (0.6) производные компонентов вектора потокосцепления ротора и делаем подстановку в (0.3) и (0.4):

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \cdot \psi_{r\alpha} + \frac{L_\mu}{\tau_r} i_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \quad (0.7);$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \cdot \psi_{r\beta} + \frac{L_\mu}{\tau_r} i_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha} \quad (0.8),$$

где  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ .

Для вычисления параметров вектора потокосцепления ротора используются формулы модуля и углового поворота, аналогичные вышеприведённым формулам (0.12) и (0.13).

Для определения синхронной скорости можно воспользоваться производной от сигнала углового положения вектора потокосцепления:

$$\omega_e = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\left(\arctan\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right)\right)}{dt} \quad (0.9),$$

или

$$\text{Арктангенс можно представить как: } \frac{d(\arctan(u))}{dt} = \frac{1}{1+u^2} \cdot \frac{du}{dt} \quad (0.10)$$

, - где  $u = \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}$ .

Подставляем в (0.9) выражение для (0.10) и получаем в итоге:

$$\omega_e = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{\psi_{r\alpha}^2}{\psi_r^2} \cdot \left( \frac{\psi_{r\alpha} \cdot \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta} \cdot \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}}{\psi_{r\alpha}^2} \right) \quad (0.11).$$

Подставляем в (0.11) выражения для производных, определённых ранее в (0.7) и (0.8):

$$\omega_e = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r + \frac{1}{\psi_r^2} \cdot \frac{L_\mu}{\tau_r} (\psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (0.12).$$

Правая часть в выражении (0.12) соответствует скольжению АД, которое зависит от величины его электромагнитного момента:

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_\mu}{L_r} (\psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (0.13).$$

Итоговое выражение для расчёта скорости АД получаем в следующем виде:

$$\omega_r = \omega_e - \frac{1}{\psi_r^2} \cdot \frac{L_\mu}{L_r} (\psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (0.14),$$

или

$$\omega_r = \omega_e - \frac{L_\mu}{L_r} \left( \frac{\psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}}{\psi_r^2} \right) \quad (0.15)$$

, - где  $\omega_e = \frac{d\theta_r}{dt}$  и  $\psi_r^2 = \psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2$ .

На основании уравнения (0.15) составим имитационную модель системы косвенного определения частоты вращения ротора асинхронного электродвигателя (рисунок 49).

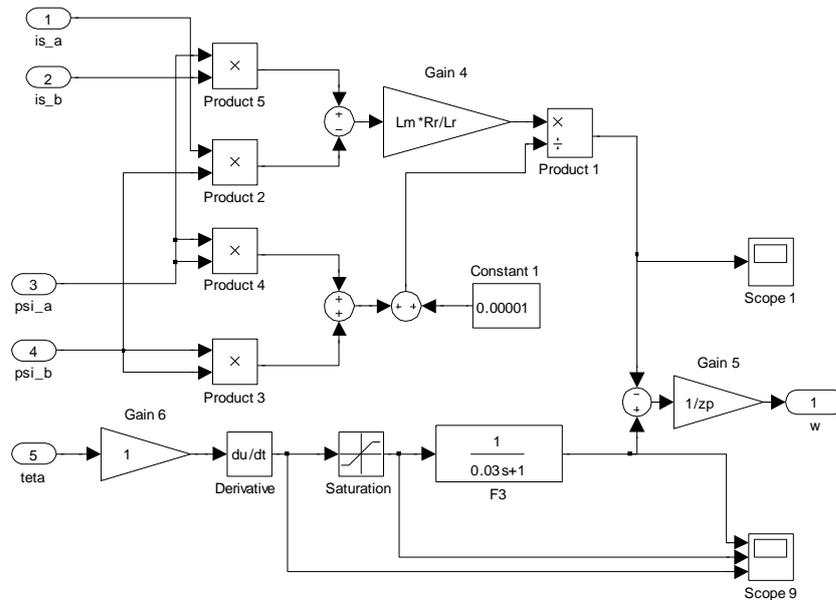


Рисунок 49 – Имитационная модель системы косвенного определения скорости

Перед использованием системы в структуре векторного управления РЭП, осуществим проверку её адекватности на модели электродвигателя в неподвижной системе координат (рисунок 50).

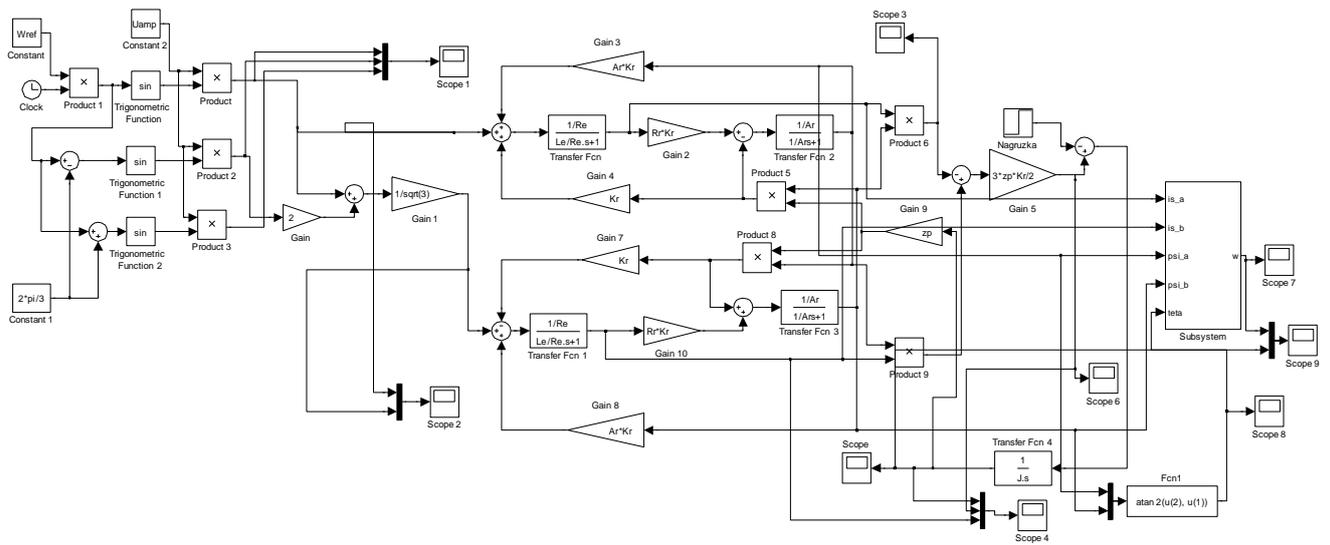


Рисунок 50 – Имитационная модель двигателя в неподвижной системе координат с добавленной подсистемой косвенного определения частоты вращения ротора АД

Результаты моделирования представлены на рисунке 51.

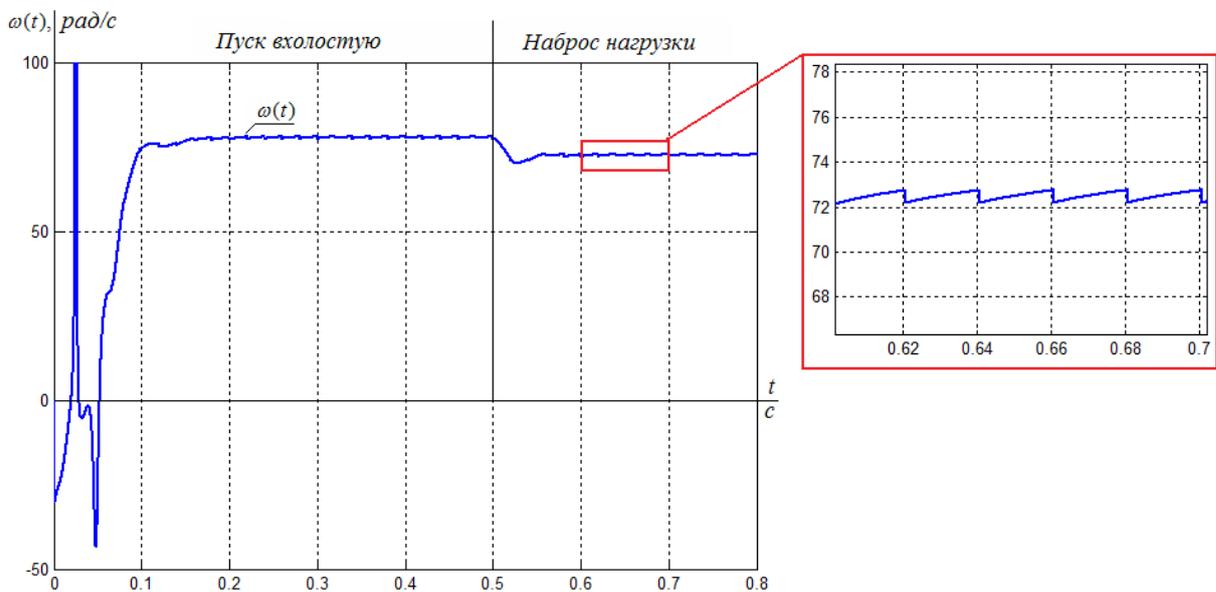


Рисунок 51 – переходный процесс скорости АД снятый на выходе подсистемы косвенного определения частоты вращения ротора

Полученные в результате моделирования переходные процессы скорости АД вполне адекватны, что говорит о возможности дальнейшего использования системы. Ярко выраженная прерывистость графика переходного процесса (пилообразность) обусловлена наличием разрыва

функции производной, она не может быть полностью скомпенсирована, но при достаточной степени настройки времени интегрирования системы в канале расчёта угла  $\theta$  позволяет значительно минимизировать разброс значений.

Объединив системы косвенного определения потокосцепления ротора АД и угла поворота  $\theta$ , и систему косвенного определения частоты вращения ротора в одну систему (рисунок 52) используем её для моделирования работы бездатчикового векторного электропривода (рисунок 53).

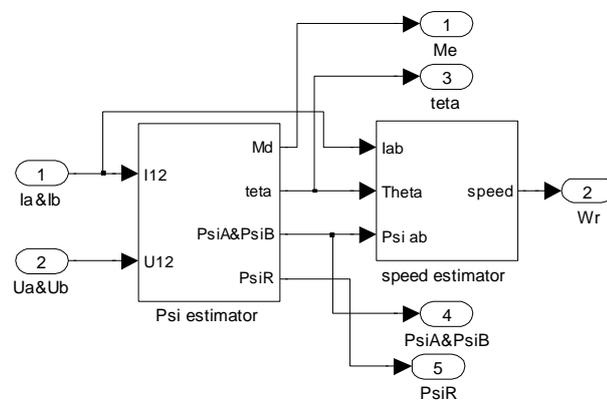


Рисунок 52 – Подсистема косвенного определения недоступных для прямого измерения координат электропривода

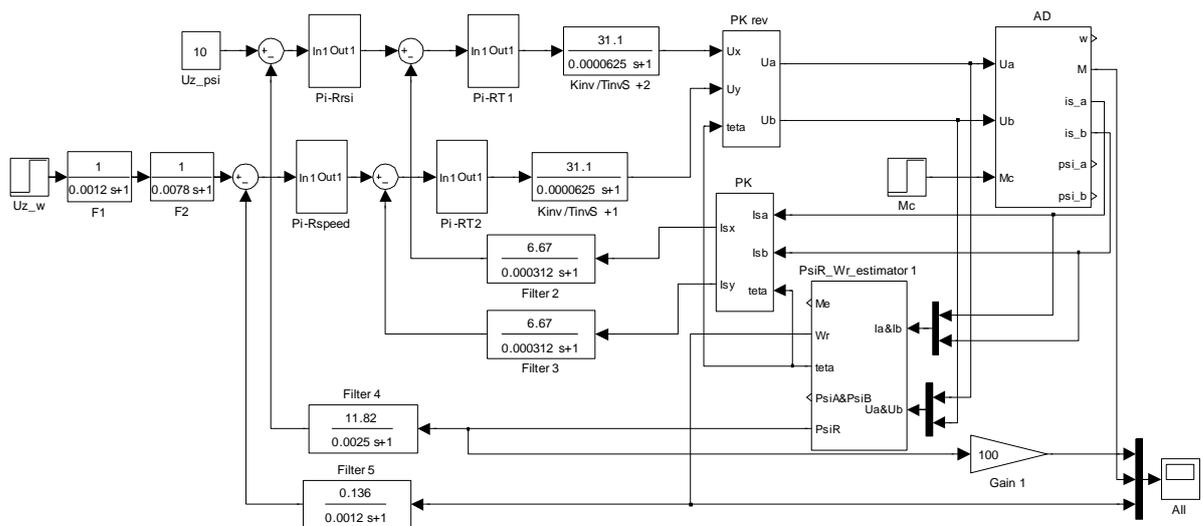


Рисунок 53 – Имитационная модель бездатчикового векторного электропривода

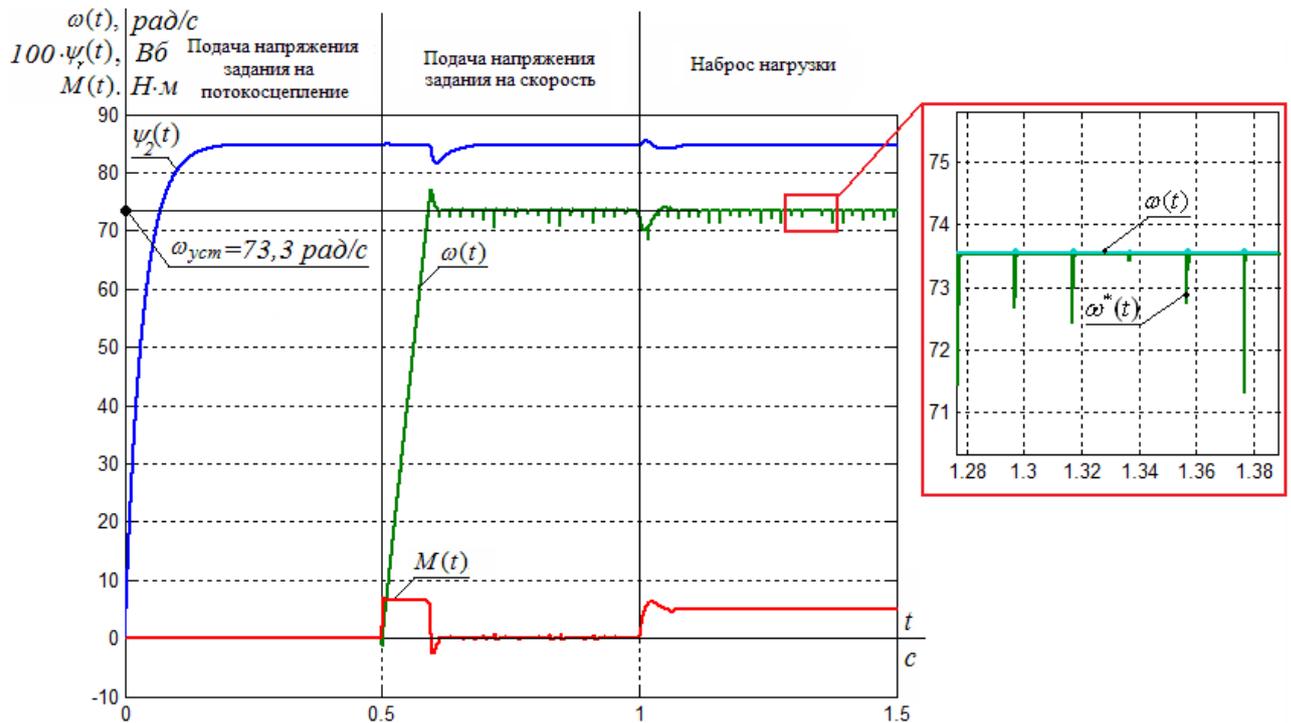


Рисунок 54 – Переходные процессы скорости, потокосцепления и момента в системе бездатчикового векторного электропривода

Анализ полученных в результате моделирования переходных процессов в бездатчиковом векторном электроприводе показывает что система косвенного определения недоступных для прямого измерения координат электропривода работает адекватно. Показатели качества переходных процессов практически соответствуют аналогичным показателям в системе САУ РЭП замкнутой по скорости.

## Наблюдатели на основе адаптивной модели

Существует много методов наблюдения скорости двигателя. Одним из таких методов является наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC). Данный метод является достаточно интересным подходом, простым и легко реализуемым.

В наблюдателе на основе адаптивной модели (MRAC – model reference adaptive control) скорость двигателя наблюдается с помощью эталонной модели (reference model) и адаптивной модели (adjustable model). Эталонная модель, которая не зависит от скорости двигателя, вычисляет переменную состояний  $x$ , используя измеренные напряжение и токи. Адаптивная модель, которая зависит от скорости двигателя, вычисляет переменную состояния  $\hat{x}$ . Разница ( $\varepsilon$ ) между переменными состояния предназначена для управления адаптивным механизмом, который восстанавливает скорость  $\hat{\omega}_{эл}$ .

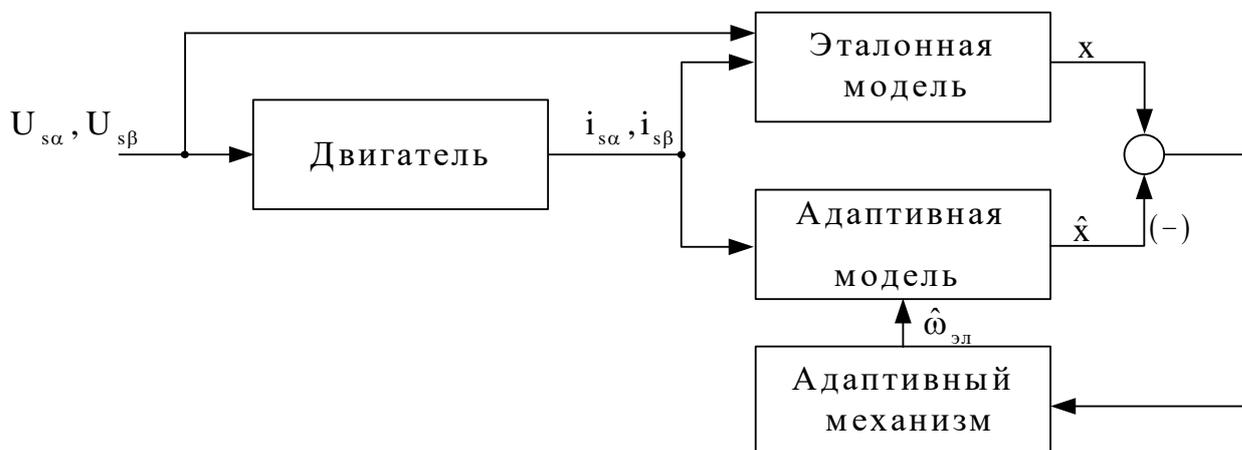


Рисунок 55 – Общий механизм работы MRAC наблюдателя

Методы наблюдения скорости, использующие наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC), могут быть классифицированы по типам используемых переменных состояний  $x$ . Среди этих методов наиболее часто используемым является наблюдатель, который в качестве переменной

состояния использует потокосцепление ротора[40], и наблюдатель, который в качестве переменной состояния использует противоЭДС[41].

Для получения выражений эталонной и адаптивной модели, запишем уравнения асинхронной машины в неподвижной системе координат:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{s\alpha} = i_{s\alpha} \cdot R_s + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = i_{s\beta} \cdot R_s + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = i_{r\alpha} \cdot R_r + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \psi_{r\beta} \cdot \omega_{эл} \\ 0 = i_{r\beta} \cdot R_r + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\alpha} \cdot \omega_{эл} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + L_m \cdot i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + L_m \cdot i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + L_m \cdot i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + L_m \cdot i_{s\beta} \end{array} \right.$$

Исключим из первой системы уравнений составляющие потокосцепления статора и токи ротора с помощью второй системы уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{s\alpha} = R_s \cdot \left( i_{s\alpha} + \chi_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s \cdot \left( i_{s\beta} + \chi_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \\ \chi_r \cdot \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \psi_{r\alpha} = L_m \cdot i_{s\alpha} - \chi_r \cdot \omega_{эл} \cdot \psi_{r\beta} \\ \chi_r \cdot \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \psi_{r\beta} = L_m \cdot i_{s\beta} + \chi_r \cdot \omega_{эл} \cdot \psi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (0.1)$$

где  $\chi_s = \frac{L_s}{R_s}$  - постоянная времени статора,  $\chi_r = \frac{L_r}{R_r}$  - постоянная

времени ротора,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$  - общий коэффициент рассеяния.

Из представленной системы уравнений можно получить выражения для эталонной и адаптивной моделей.

### Адаптивная модель на основании потокосцепления ротора

Структура наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC), представлена на рисунке 56:

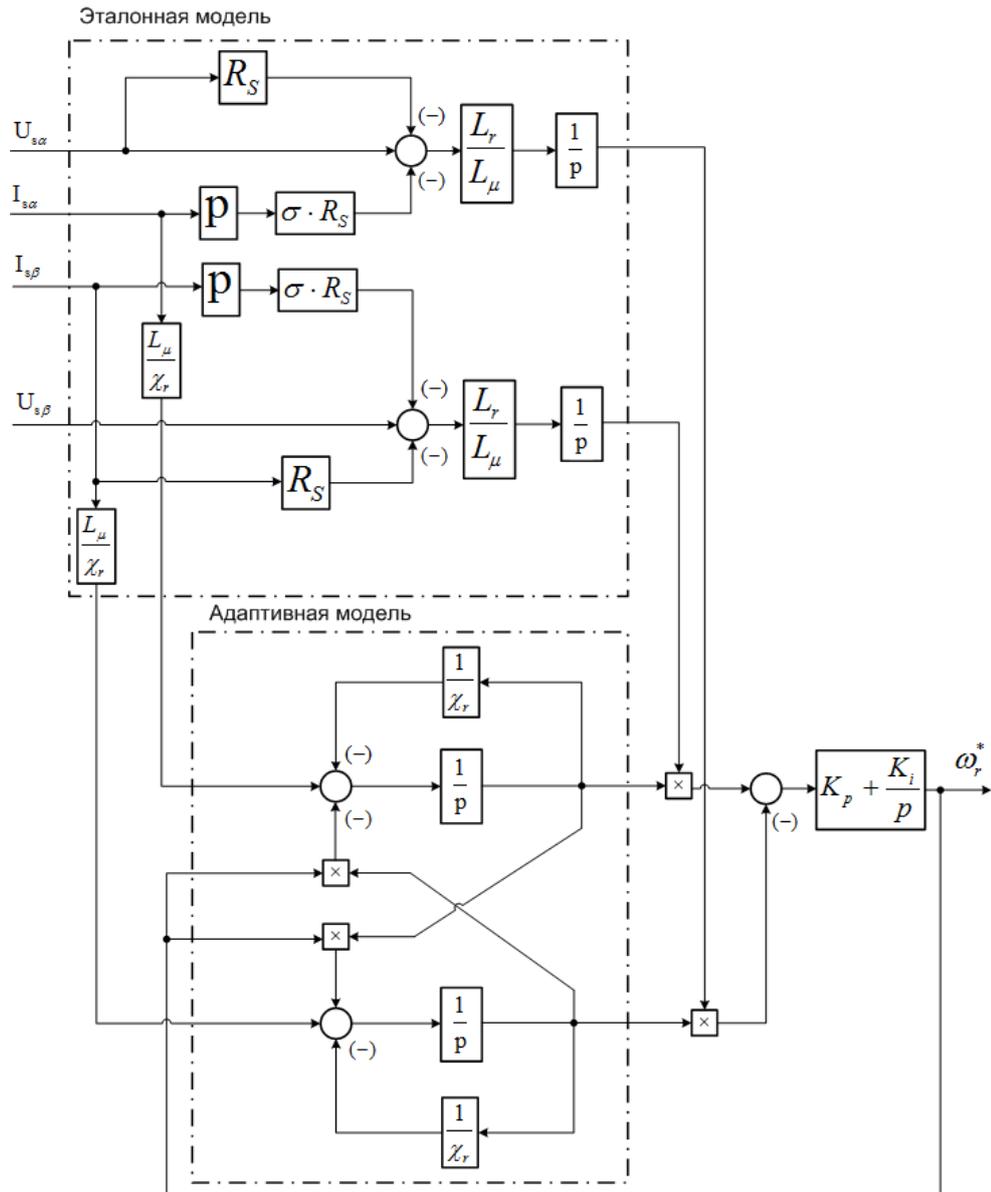


Рисунок 56 – Структурная схема наблюдателя на основании потокосцепления ротора

В качестве входной величины адаптивного механизма будем использовать потокосцепление ротора.

Из системы уравнений (0.1) можно записать:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{ra}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \left( U_{sa} - R_s \cdot i_{sa} - L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{sa}}{dt} \right) \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \left( U_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta} - L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (0.2)$$

для ротора:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} = -\hat{\omega}_{эл} \cdot \hat{\psi}_{r\beta} - \frac{1}{\chi_r} \hat{\psi}_{r\alpha} + \frac{1}{\chi_r} L_m \cdot i_{sa} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} = \hat{\omega}_{эл} \cdot \hat{\psi}_{r\alpha} - \frac{1}{\chi_r} \hat{\psi}_{r\beta} + \frac{1}{\chi_r} L_m \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (0.3)$$

Системы уравнений (0.2) и (0.3) представляют собой уравнения эталонной и адаптивной модели наблюдателя, на основе адаптивной модели предложенной в [43].

Если потокосцепление ротора адаптивной модели  $\hat{\psi}_r$  и потокосцепление эталонной модели  $\psi_r$  совпадают, то скорость, восстановленная адаптивным механизмом  $\hat{\omega}_{эл}$ , является реальной скоростью. В наблюдателе на основе адаптивной модели (MRAC) скоростью восстанавливается следующим образом:

$$\hat{\omega}_{эл} = K_p \cdot (\psi_{r\beta} \cdot \hat{\psi}_{ra} - \psi_{ra} \cdot \hat{\psi}_{r\beta}) + K_I \cdot \int (\psi_{r\beta} \cdot \hat{\psi}_{ra} - \psi_{ra} \cdot \hat{\psi}_{r\beta}) dt$$

Достоинством данного метода является его наглядность. Недостаток заключается в том, что эталонная модель использует чистое интегрирование при вычислении потока, а значит погрешность, внесенная в любой параметр правой части уравнений (0.1) приведёт к накоплению ошибки. Система в таком случае становится нестабильной, и отсутствуют способы компенсации возникающего отклонения.

Проведём имитационное моделирование представленного наблюдателя скорости в среде MATLAB Simulink. Для моделирования, используем двухфазную модель асинхронного двигателя в неподвижной системе координат.

В качестве механизма адаптации использован ПИ-регулятор.

Параметры ПИ-регулятора: пропорциональная часть  $K_p$  и интегральная часть  $K_i$  – подбираются экспериментально. На рисунке 58 представлены переходные процессы скорости и оценки скорости при различных значениях  $K_p$  и  $K_i$ .

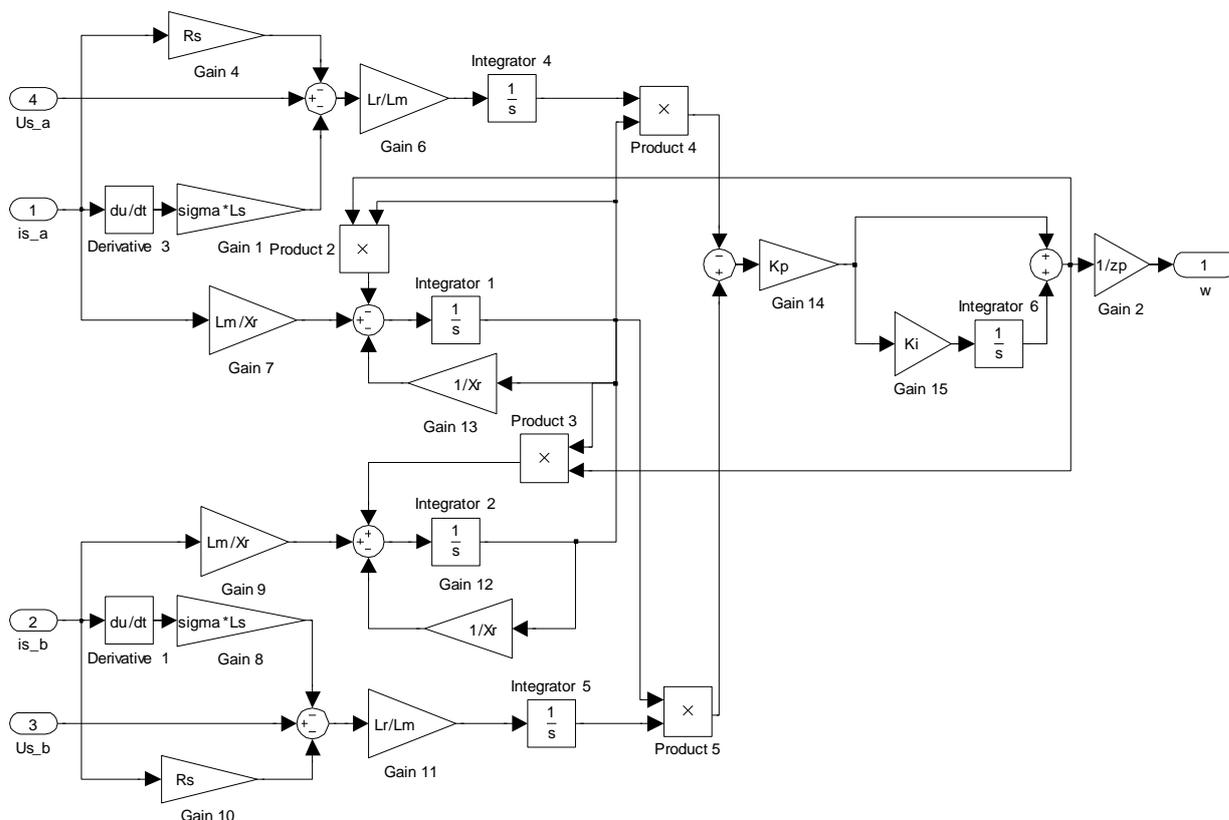


Рисунок 57 – Имитационная модель наблюдателя на основании потокосцепления ротора

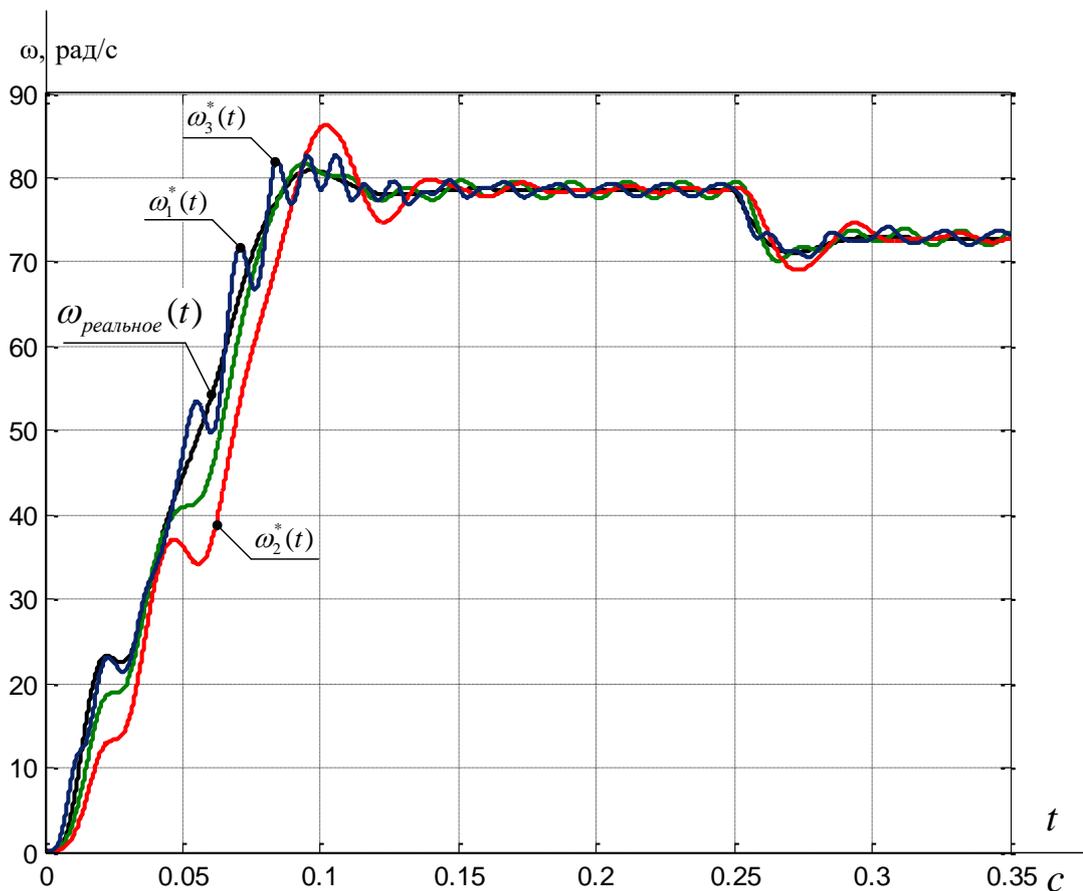


Рисунок 58 – Переходные процессы скорости и оценки скорости вращения ротора при прямом пуске АД (1-  $K_p=100$ ,  $K_i=1/0,001$ ; 2 -  $K_p=50$ ,  $K_i=1/0,001$ ; 3 -  $K_p=50$ ,  $K_i=1/0,0001$ .)

По характеру переходных процессов скорости при прямом пуске асинхронного электродвигателя можно сделать следующие выводы по работе наблюдателя:

- Увеличение  $K_p$  ведёт к увеличению колебательности в установившемся режиме.
- Уменьшение  $K_p$  ведёт к затягиванию переходного процесса оценки и увеличиванию перерегулирования, уменьшению колебательности.
- Увеличение на порядок  $K_i$  ведёт к увеличению колебательности производимой оценки в установившемся режиме.
- Уменьшение на порядок  $K_i$  ведёт к затягиванию переходного процесса.

Из всего вышесказанного, можно заключить, что коэффициент  $Kp$  при увеличении способствует уменьшению колебательности в статическом режиме работы наблюдателя, при уменьшении в динамике наблюдатель более точно описывает реальную скорость.

Так как при прямом пуске асинхронного двигателя наблюдаются чрезмерные колебания координат двигателя, то это имеет значительное влияние на точность проведения оценивания. Можно сделать вывод, что MRAC – наблюдатель не может удовлетворительно работать без системы управления.

Рассмотрим работу модели асинхронного двигателя совместно с векторной системой управления.

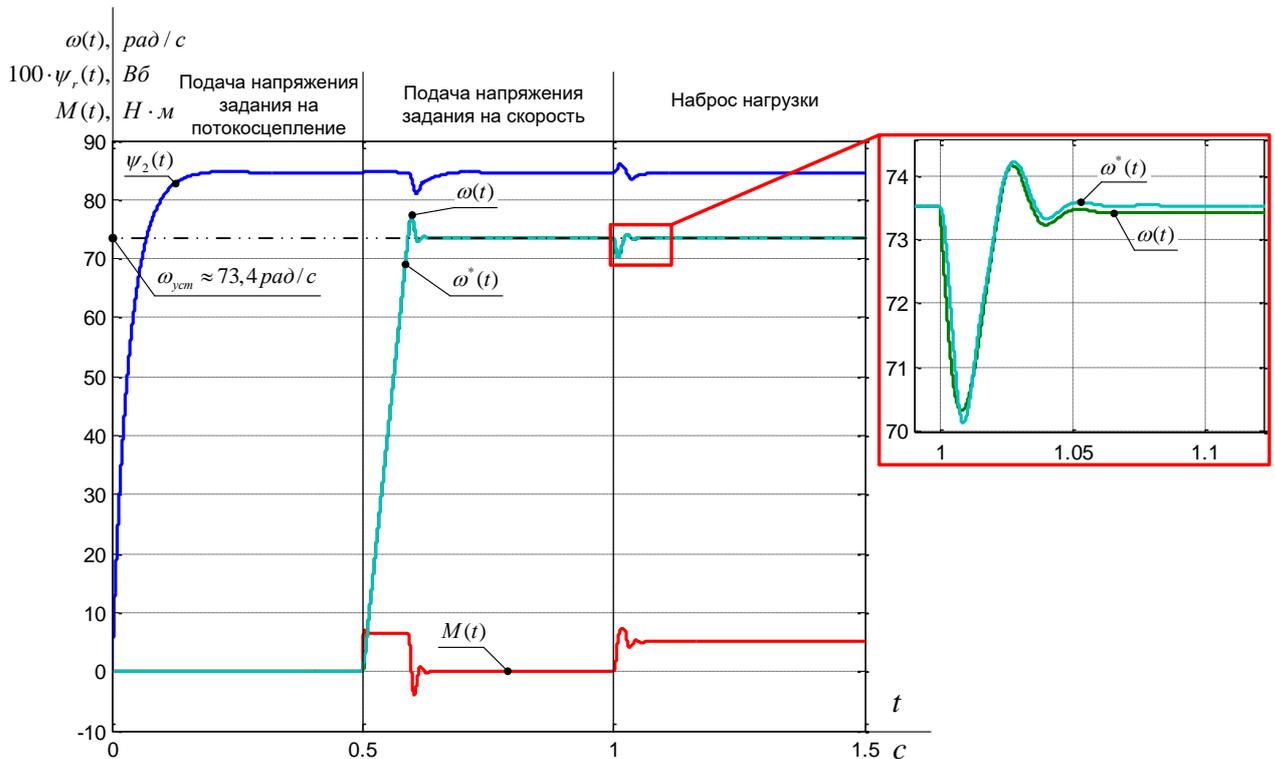


Рисунок 59 – Переходные процессы работы системы векторного бездатчикового управления с наблюдателем MRAC при  $Kp=400$

На рисунке 59 представлены переходные процессы скорости двигателя и оценки скорости двигателя с коэффициентом усиления ПИ-регулятора  $Kp=400$ . Видно, что оценка скорости вращения ротора двигателя производится

с ошибкой, не влияющей на работу системы, модель системы подчинённого управления полностью работоспособна.

При уменьшении  $K_p$  появляются колебания оценки, вплоть до потери устойчивости системы. Увеличение  $K_p$  не приводит к существенным изменениям в форме оценки.

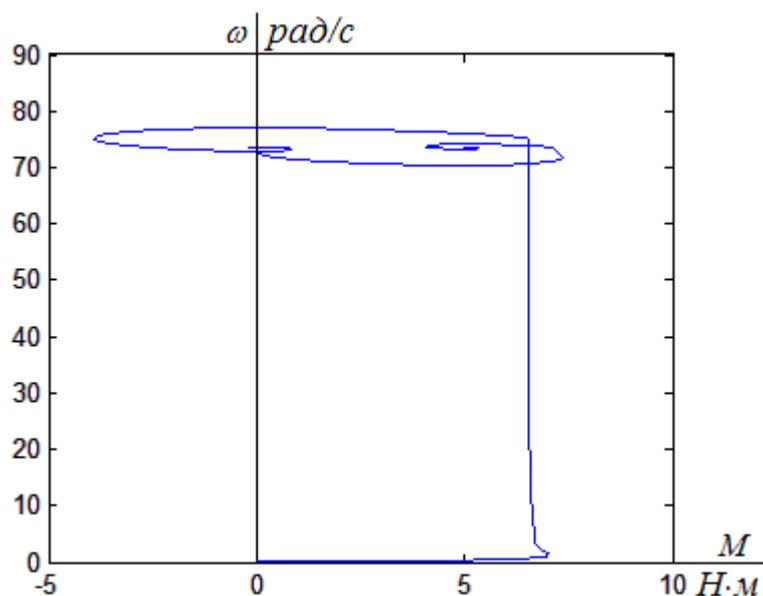


Рисунок 60 – Динамическая механическая характеристика нелинейной системы бездатчикового векторного электропривода с наблюдателем MRAC

По полученным результатам имитационного моделирования можно сделать вывод, что MRAC-наблюдателя адаптивной модели на основании потокосцепления ротора совместно с векторной системой управления во всём диапазоне производит оценку скорости. Статическая ошибка практически отсутствует.

## Нетрадиционный наблюдатель на основе адаптивной модели токов статора

Рассмотрим наблюдатель, представленный в [31]. В данной модели в качестве переменной состояния используется ток статора.

Из системы уравнений (0.2) для статорных обмоток запишем:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{ra}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \left( U_{sa} - R_s \cdot i_{s\alpha} - L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \left( U_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta} - L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (0.4)$$

Проинтегрируем (0.4), получим:

$$\begin{cases} \psi_{ra} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \left( \int (U_{sa} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt - L_s \cdot \sigma \cdot i_{s\alpha} \right) \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \left( \int (U_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt - L_s \cdot \sigma \cdot i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (0.5)$$

Из системы уравнений (0.2) для цепи ротора:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{r\alpha} + \chi_r \cdot \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \chi_r \cdot \omega_{эл} \cdot \psi_{r\beta} \right) \\ i_{s\beta} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{r\beta} + \chi_r \cdot \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \chi_r \cdot \omega_{эл} \cdot \psi_{r\alpha} \right) \end{cases} \quad (0.6)$$

Представим (0.6) для наблюдаемых переменных:

$$\begin{cases} \hat{i}_{s\alpha} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{r\alpha} + \chi_r \cdot \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \chi_r \cdot \hat{\omega}_{эл} \cdot \psi_{r\beta} \right) \\ \hat{i}_{s\beta} = \frac{1}{L_m} \left( \psi_{r\beta} + \chi_r \cdot \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \chi_r \cdot \hat{\omega}_{эл} \cdot \psi_{r\alpha} \right) \end{cases} \quad (0.7)$$

Системы уравнений (0.6) и (0.7) представляют собой уравнения эталонной и адаптивной моделей рассматриваемого наблюдателя.

Запишем разницу между реальными и оцениваемыми токами:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} = \frac{\chi_r}{L_m} \psi_{r\beta} (\omega_{эл} - \hat{\omega}_{эл}) \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} = -\frac{\chi_r}{L_m} \psi_{r\alpha} (\omega_{эл} - \hat{\omega}_{эл}) \end{cases} \quad (0.8)$$

Разница токов в (0.8) - это величина синусоидальная, так как в выражениях есть проекции потокосцепления ротора  $\psi_{r\alpha}$  и  $\psi_{r\beta}$ , которые изменяются синусоидально. Домножим каждое из уравнений на соответствующую проекцию потокосцепления ротора и сложим получившиеся уравнения друг с другом:

$$(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})\psi_{r\beta} + (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta})\psi_{r\alpha} = \frac{\chi_r}{L_m}(\omega_{\text{эл}} - \hat{\omega}_{\text{эл}}) \cdot (\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) \quad (0.9)$$

В отличие от выражений (0.8) выражение (0.9) использует амплитуду потокосцепления ротора, которая при векторном управлении поддерживается постоянной. Из выражения (0.9) выразим разницу реальной и оцениваемой скоростей:

$$(\omega_{\text{эл}} - \hat{\omega}_{\text{эл}}) = K \cdot \left[ (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})\psi_{r\beta} + (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta})\psi_{r\alpha} \right] \quad (0.10)$$

где

$$K = \frac{L_m}{\chi_r} \cdot \frac{1}{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} = \text{const.} \quad (0.11)$$

Таким образом, аналитически получена разница реальной и наблюдаемой скорости в явном виде, выраженная через ошибку переменной состояния. То есть, вне зависимости от амплитуд переменных, входящих в уравнение (0.10), правая часть (0.10) всегда указывает на разницу  $\omega_{\text{эл}} - \hat{\omega}_{\text{эл}}$ . Если подать эту разницу скоростей на пропорционально интегральный (ПИ) регулятор, то можно восстанавливать скорость ротора  $\hat{\omega}_{\text{эл}}$ , приближая ошибку наблюдения скорости к нулю, в том числе и на нулевой скорости.

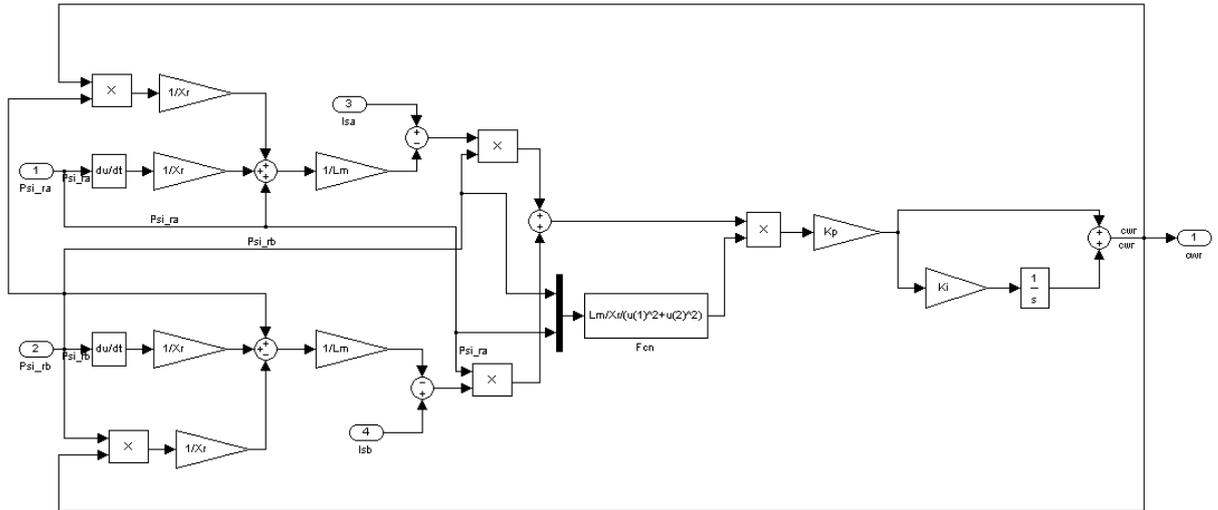


Рисунок 61 – Имитационная модель наблюдателя на основании токов статора

Проведём имитационное моделирование описанного выше наблюдателя.

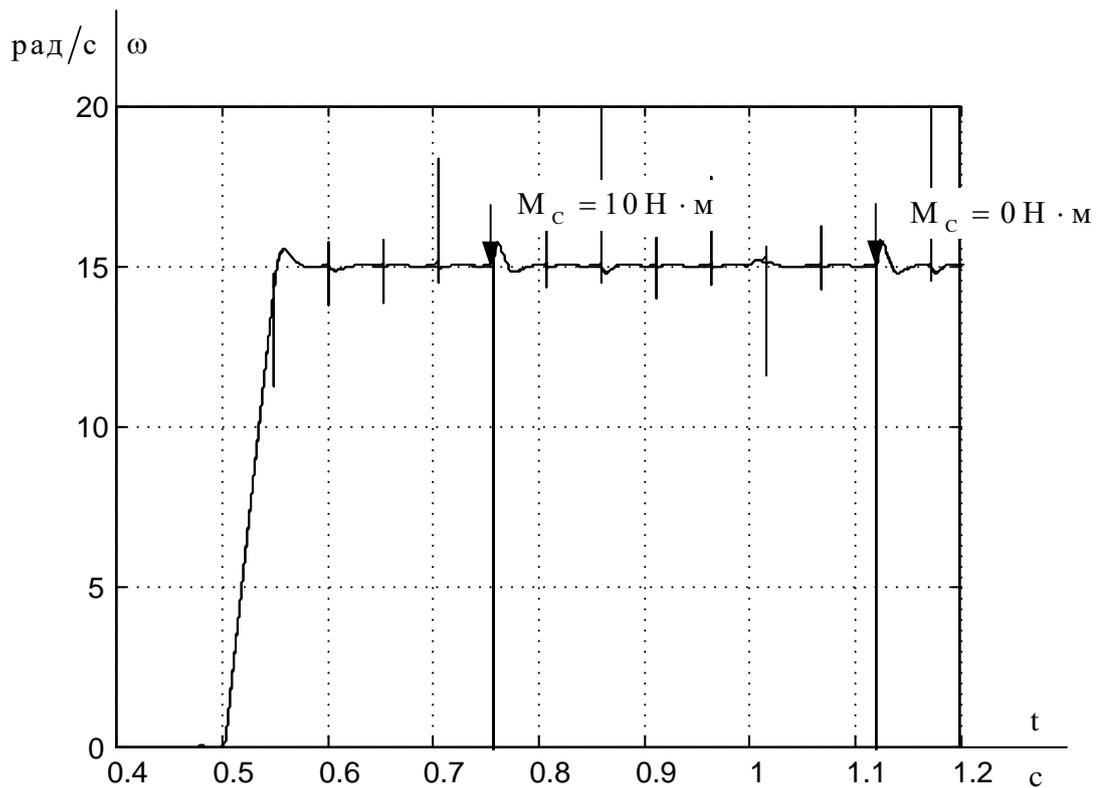


Рисунок 62 – Переходные процессы оценки и скорости двигателя при  $K_p=400$  и задании на скорость  $0.1 \cdot \omega_{MAX}$

На рисунке 62 видно, что периодически в выходном сигнале оценки возникает неопределённость, вследствие чего появляются всплески оценки.

Данный факт не сильно влияет на оценку скорости, однако в системе появляются дополнительные колебания. Чем выше задание на скорость, тем больше данных всплесков, тем хуже форма скорости. При скорости равной  $\omega_{MAX} = 150 \text{ рад/с}$  форма скорости становится не удовлетворительной.

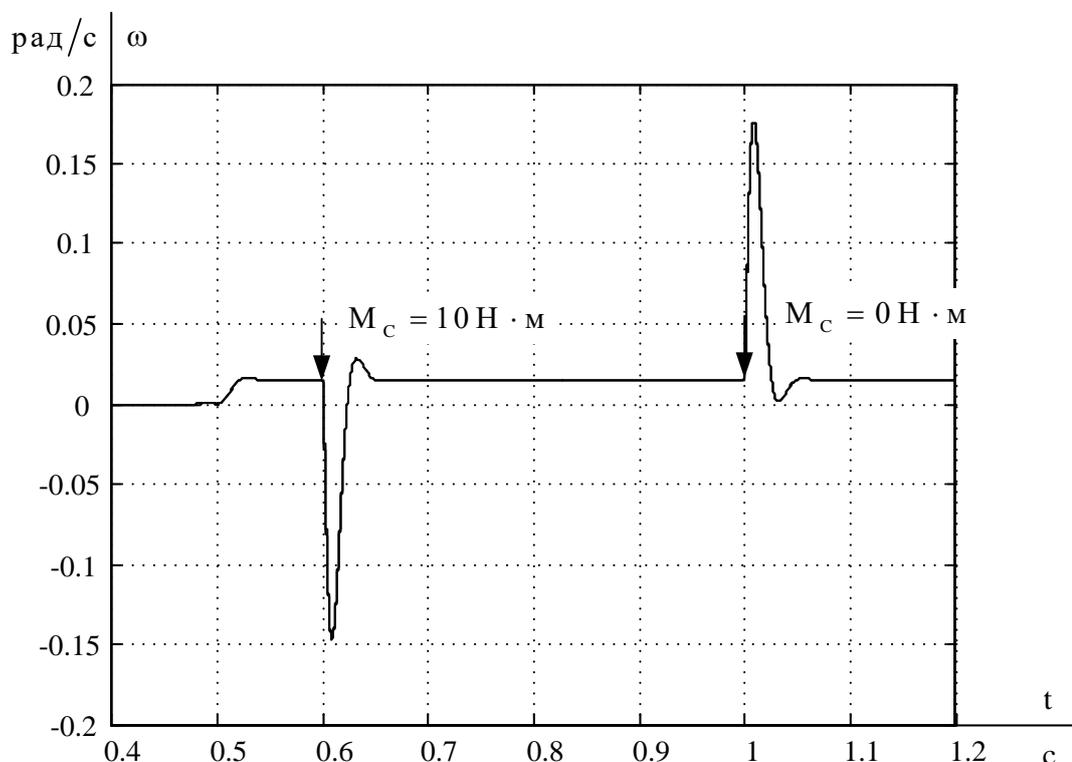


Рисунок 63 – Переходные процессы оценки и скорости двигателя при  $K_p=400$

Рисунок 63 иллюстрирует работу наблюдателя при задании на скорость  $0.001 \cdot \omega_{MAX}$ . Видно, что всплески исчезли, и наблюдатель стабильно работает на заданной скорости.

По полученным результатам имитационного моделирования можно сделать вывод, что MRAC-наблюдателя адаптивной модели на основании токов статора совместно с векторной системой управления удовлетворительно проводит оценку скорости лишь при заданиях меньше  $0.01 \cdot \omega_{MAX}$ .

При выполнении имитационного моделирования выявились следующие особенности.

Полученные наблюдатели удовлетворительно работают только совместно с системой управления асинхронного двигателя.

Наблюдатель на основе эталонной модели потокосцепления ротора производит оценку скорости при моделировании на всём диапазоне изменения скорости. Статическая ошибка практически отсутствует.

Наблюдатель, основывающийся на модели токов статора, хорошо работает на малых скоростях. При больших заданиях на скорость возникает неопределенность в выражениях адаптивной модели, которая ведёт к появлению всплесков и оценка получается не удовлетворительной, появляются колебания скорости. К недостаткам данного наблюдателя следует отнести необходимость знания потокосцепления ротора, что возможно при использовании вычислителя потокосцепления, который вносит определённую ошибку в значение оцененного потокосцепления.

Все наблюдатели на основе эталонной модели используют чистое интегрирование, которое способно накапливать ошибку, в результате эта ошибка может негативно сказаться на работе системы. Данную проблему позволяет решить использование апериодического звена первого порядка в качестве интегрирующего звена.

Приведённые результаты показывают простоту реализации данного типа наблюдателей скорости. По описанному способу можно реализовать наблюдатели других величин, например потокосцепления ротора.

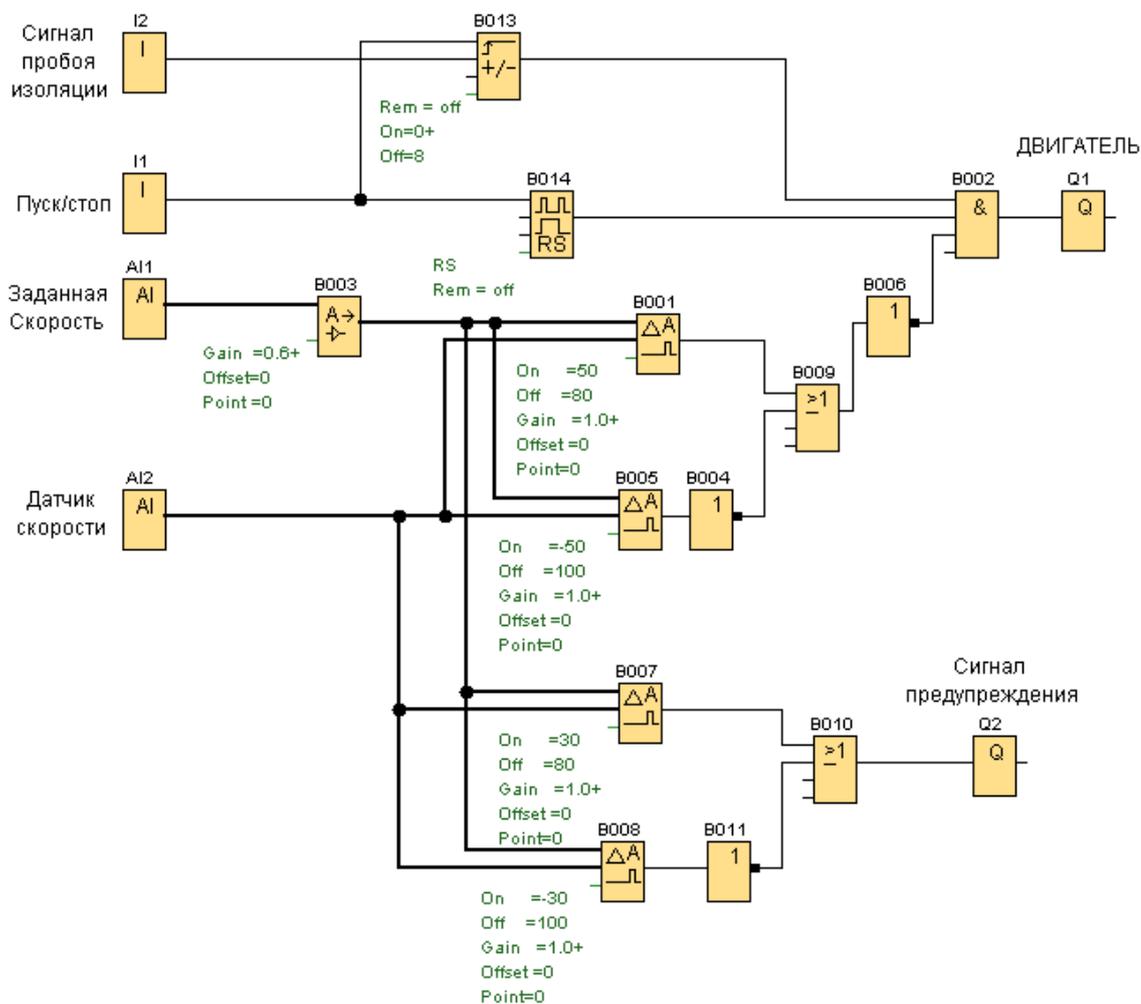


Рисунок 64 – Коммутационное приложение реализации аварийной сигнализации и защиты на языке FBD ПЛК LOGO (Siemens)

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной выпускной квалификационной работе исследовались структуры регулируемого электропривода скрутков на основе комплектного преобразователя частоты VAT2000 U2KX00K4S и асинхронного двигателя 5A80MA8.

В работе предложено реализовать систему РЭП скрутки как систему преобразователь частоты - асинхронный двигатель с возможностью реализации векторного управления.

Было реализовано бездатчиковое векторное управление асинхронным электроприводом.

Преимущество векторного закона регулирования над скалярным заключается в повышенном качестве переходных характеристик, однако при этом необходимо осуществить настройку регуляторов контуров потока, скорости и тока, правильно выбрав постоянные времени контуров. Процесс оптимизации параллельных контуров соответствует оптимизации системы двухзонного электропривода постоянного тока без учёта влияния перекрёстных обратных связей. В случае применения законов векторного управления в системе РЭП скрутки были получены приблизительно одинаковые результаты при отклонении нагрузки в большую и меньшую стороны от номинальной. В системе векторного частотно-токового управления в момент пуска в соответствии с настройкой параметров регулятора переходный процесс тока носит апериодический характер с максимальным значением.

Модели, построенные в работе, используют информацию напрямую без преобразовательных устройств. Это упрощение необходимо для осуществления настройки параметров регуляторов, т.к. реализация регуляторов возможна только во вращающейся системе. В реальных системах используется прямое и обратное преобразование координат.

Таким образом, разработанная система РЭП скрутки полностью удовлетворяет техническим требованиям. Спроектированный электропривод позволит в дальнейшем автоматизировать процесс скрутки кабеля.

## **Список использованных источников.**

## **ПРИЛОЖЕНИЕ А**

### **Electric drive of wire drawing machine**

#### **Introduction**

Nowadays wire drawing plays an important role in modern cable industry. Improving performance of wire drawing machines, in terms of high drawing speed, has been usually achieved by the advances in the area of control systems. One of the most important parts in the wire drawing machines is the motors that drive the blocks with different speeds to reduce the wire diameter. The wire drawing machine used in the domestic productions are equipped both with DC and AC motors. Analysis of the electric drive shows that systems with AC motors have generally higher efficiency and reliability. Electric drives with AC motors take a leading position among other types of adjustable drive systems. The intensive development in this direction leads to a significant progress in upgrading traditional and creating new power semiconductor devices and integrated circuits, digital information technology and the diversity of different means of microprocessor-control units. The efficiency of wire drawing depends on stable operation of the drive, which in turn is the result of a correct choice of control systems. As far as it is known, available techniques to control the speed of induction motor are: varying the slip by changing rotor resistance or terminal voltage and varying synchronous speed by changing number of poles or supply frequency. The best method is to change the electrical frequency because it is applicable to any types of induction motor. Pulse Width Modulation (PWM) technique is an effective way of controlling the speed of induction motor, and thus allowing the motor to be applied in the area requiring speed control.

## **B1 Process of Wire Drawing**

Wire drawing consists of pulling a metal or copper wire through a small circular opening called a die. This results in a stretching or elongation of the material along with a reduction in cross sectional area. The pulling force is limited by the strength of the material: pull too hard and the metal will break. The force needed to pull the wire through the die is determined by the extent of the reduction in cross-sectional area: the larger the reduction, the greater the force needed. Thus it can be seen that the maximum achievable reduction in diameter is limited by the yield strength of the wire. Wire drawing is one of the most common plastic deformation processes. A wire rod is pulled or drawn through a die or a series of dies, causing a reduction of its diameter.

Yield strength depends on material composition but typically the reduction in area through a die is in the region of 20 to 40%. If a greater reduction is needed this must be done by drawing the wire through a series of dies, each one smaller than the one before. However, the plastic deformation experienced by the metal as it is pulled through the die tends to increase hardness and reduce ductility.

Wire drawing is usually performed cold, although there are some cases where metal is drawn hot to improve ductility. Die lubrication is essential in cold drawing to achieve a good surface finish as well to maximize the life of the die.

## **B2 Some effects during wire drawing**

### **1) Effect of Friction**

Layers at the wire surface will not only undergo a change in cross section, but they will also deform in shear because of drag presented by the die surface. Even for highly polished die surfaces and hydrodynamic lubrication, a certain amount of frictional work will be present. Frictional work dominates at low die angles where surface drag is increased as a result of higher contact length in the approach zone for a given reduction. Frictional work can be decreased by using a larger approach angle and, to a lesser extent, by improving lubrication or die surface condition. Although friction forces are also related to die load, normally little effort is made to control

friction by limiting reduction since this would require additional stands. Instead, normal practice is to optimize approach angle and lubrication effectiveness.

The effect of friction is most conveniently quantified by using the Coulomb coefficient of friction usually represented by the Greek symbol mu ( $\mu$ ). The actual value of  $\mu$  depends on the surface condition of the die and lubrication used. Its exact value can be obtained experimentally by using the split die technique proposed by McClellan[1]. In practice,  $\mu$  normally ranges from 0.01 to 0.07 for dry drawing, and 0.08 to 0.15 for wet drawing [2]. In addition to surface condition and lubrication, coefficient of friction is inversely related to drawing speed. An experimental investigation of single-hole drawing by Ranger, and later by Fowler, showed that coefficient of friction dropped significantly as drawing speed increased [3].

## **2) Redundant Deformation**

As wire enters the approach zone of a drawing die, material layers near the surface will undergo deformation due to the reduction in area and change direction of flow, i.e., bending to conform to the direction change going from the approach zone into the bearing zone of the die. Redundant deformation, like frictional deformation, will not be evenly distributed over the wire and will be at maximum at the surface with a corresponding increase in hardness. Redundant deformation is promoted by larger die angles since material further away from the centerline will undergo a sharper change in direction than the material near the centerline and will experience higher levels of distortion.

Based on split wire and X-ray diffraction studies, redundant deformation influences the level of residual stress in drawn wire. As the approach angle is increased, the deformation gradient between the surface and centerline also increases. This leads to progressively higher tensile stresses at the surface and compression stresses at the core. The reverse effect occurs during drawing, and center bursts can develop due to the high levels of tensile stresses generated in the core of the wire [3].

## **3) Optimum Die Angle**

Selection of the proper die angle is crucial for the success of any wiredrawing operation. Based on the fact that frictional work increases with decreasing die angle and redundant work increases with increasing die angle, an optimum approach angle should exist—one which minimizes both frictional and redundant work and, as a consequence, the drawing force. A number of investigators have confirmed that a balance between frictional and redundant work can be achieved through proper selection of the die angle [4].

#### **4) Effect of Back Pull**

It has been known for many years that intentionally applying back pull can help to produce improved die life and dimensional control by reducing die load. Lewis and Godfrey [5] studied the effect of back pull on die load, and their results indicated that up to a 30% reduction is possible. A second benefit of using back pull is that lower surface temperatures can be obtained as the reduced die load also acts to reduce the frictional drag. Back pull is normally present to some extent in any multi-hole process, as the drawing force in the preceding stand tends to act as a back pull in the next draw stand. A second source of back pull results from the use of capstans. In practice, however, the intentional use of back pull to improve die life and to reduce temperature is rarely used, as the disadvantages more than offset any potential gains. As the amount of back pull is increased, drawing force must necessarily increase for a given reduction to satisfy requirements for force equilibrium. Additionally, there is an upper limit to the amount of back pull that can be applied. As the amount of back pull is increased and begins to approach the level of the drawing force, die load will approach zero. At this point, the wire will deform by stretching in simple tension, rather than by contact with the drawing die. At sufficiently high levels of back pull, deformation can extend outside of the die, resulting in undersized or broken wires [2].

An additional effect of back pull is that the axial component of stress will be increasingly tensile over the wire cross section, which forms internal voids and reduces overall wire ductility. In their study of back pull, Lewis and Godfrey [12] observed that the reduction of area for drawn high carbon wire was reduced by 10%

during tensile testing, and a reduction in the number of bends obtained during bend testing was also noted. This loss of ductility ultimately is detrimental as it requires the use of smaller drafts at each stand as well as an attendant increase in the number of stands needed for a given total reduction. However, if properly controlled, back pull can yield a more homogeneous strain distribution in the wire due to a more uniform axial stress distribution. Simons verified this for high carbon steel wire [3].

### B3 Classification of drawing machines

There are many different types of wire drawing in modern manufacturing industry. Figure B1 shows the classification of drawing mills [6]. However, the equipment can range from a simple draw bench for intermittent drawing, to multiple draw blocks for continuous operation. The drawing mill consists of several parts:

- the swift or capstan to hold the coil of rod ready for drawing,
- the die which executes the actual reduction,
- the drawing block which supplies the load and energy for reduction; it also accumulates the drawn wire in a coil form.

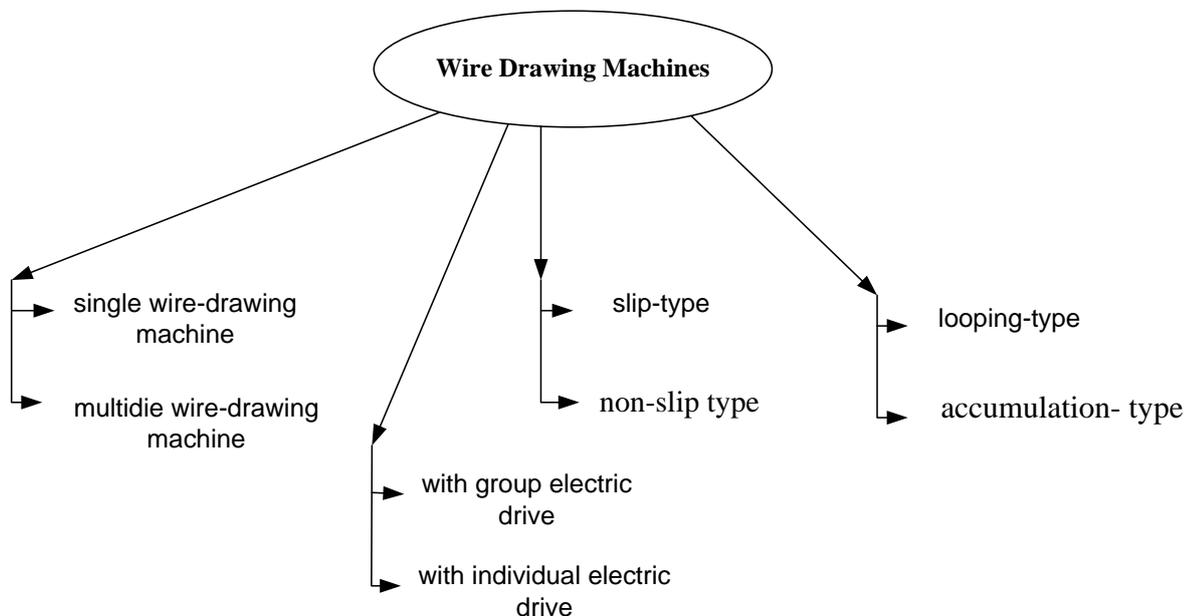


Figure B1 - Classification

#### B3.1 Accumulation- type of wire drawing machines

Accumulation- type wire drawing machines can work with the principle of constant volume of materials which is going in the time.

The equation of this law is:

$$A_1 C_1 = A_2 C_2 = A_x C_x = A_{n-1} C_{n-1} = A_n C_n, \quad (B1)$$

where: A – cross section of wire after reduction,

$C$  – linear speed of wire.

Circumferential speeds of following drums must be growing:

$$V_1 < V_2 < V_x < V_{n-1} < V_n. \quad (B2)$$

This inequality is violated due to deterioration of the equipment. This leads to an increase in cross-sectional area of the wire.

Example of such wire drawing machine is shown in Figure B2

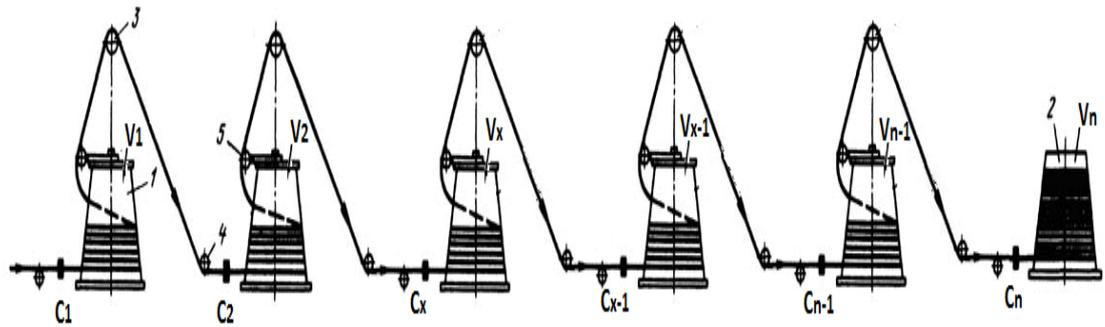


Figure B2 – The wire drawing machine with Accumulation

These machines are working without principle of constant volume are used more often. Single drums of multi- pass machine are divided from own power feed.

It is possible to disable a single block without missing the process. Operating ring is regulating the number of coils on the drum. When it is necessary, it can not work, but when amount of wire, which is going to the next die is not sufficient, this installation can work as fast as the amount of wire is enough.

Accumulation- type of drawing machines can work with the speed of wire on the final drum about 10 m/s maximal, but often they are working slower than 8 m/s. During the wire is going from the drum to the next die (across the operating ring and direct rollers), proceed the twist of wire. This is not advantageously to properties of wire. Because of the twist of wire it is not possible to draw the shaped wires on the machines like this one [6].

## **B4 Requirements to wire drawing machine electric drives**

The following requirements are set forth for straight through drawing machine electric drive control systems:

1) For a multi die drawing machine's continuous operation without wire breakages at all capstans constant per second amount of drawn wire has to be maintained and, consequently, the operation speed shall be kept unchanged within the set tolerances and time required. It is especially important to maintain constant operation speed if an in line drawing machine is synchronized with a take-up unit as the wire dynamic loads would change by several times at the spool take-up radius variation and wire breakage probability grows considerably at changing drawing speed rather than at steady speed;

2) Smooth acceleration up to any mark within the set range. In starting modes the draw force is much higher than at steady run (steady speed operation). This is explained by the difference between the static and sliding friction coefficients. To prevent wire from breaking while the drawing machine starts it is necessary to apply tension to the wire before starting. This will reduce the wire dynamic loads which is especially important for machines with series connection of motor armatures;

3) Wide choice of wire counter tension values across a broad range of diameters and grades of processed wire. The choice of wire counter tension values is made, as a rule, by manual setting of respective motor torques (armature current or field winding current). Correct wire counter tension values help cut down power consumption, increase drawing speed and reduce wire temperature [7];

4) Automatic maintenance of the selected counter tension values within the entire range of speed: from threading to maximal;

5) Ensuring relatively low threading speed and possibility of individual or grouped threadup of capstans. Threading speed run shall allow both jog and continuous operation modes.

Some of the wire breakage causes during the threading operations are a power transmission gap, deflection of drawing pliers, uneven grease feed into the die bore on start [8].

## **Conclusion**

The purpose of the final qualifying work was to study an automatic control system of a wire drawing machines based on an induction motor system. Thus, this system is not worse than the indicators of control system based on d.c. motor. In this system special automatic control systems ensure stable drawing process running. Moreover, the wire counter tension control can considerably increase the production efficiency in the specified drive systems. In this work an actuator and drive from a wire drawing machine mechatronic system were simulated using Matlab/Simulink. Matlab/Simulink environment was tested and proven to be powerful tool in the process of modelling and analyzing dynamic behavior of induction motor.

A variable a.c. drive with some specific elements was designed in the present paper. A variable a.c. drive speed range was determined and electromechanical and mechanical characteristics of this drive were calculated and plotted. The synthesis and analysis of the linearized automatic control system of a.c. drive were made. The current and speed loops of a.c. drive were adjusted and optimized. We came to the conclusion that the obtained quality indicators by loop modeling in the program MATLAB fully satisfy the desired quality indicators.

The possibility of the power saving application by using the frequency-controlled drives and the automatic control system application were considered in the technical and economic assessment part. The start-up operation types and their cost were analyzed. According to the obtained data an estimation was made up. The safety and ecological compatibility problems were also considered in the present paper.

## REFERENCES

- 1) McClellan, G. D. S. "Some Friction Effects in Wire Drawing," Journal of the Institute of Metals, Vol. 81, No., pp. 1–13, September 1952.
- 2) Wistreich, J.G. "The Fundamentals of Wire Drawing," Metallurgical Reviews, Vol. 3, No. 10, pp. 97–141, 1958.
- 3) Theory of wire drawing // <http://www.antaac.org.mx/> (20.05.2015)
- 4) Drawing and Ironing, in Handbook of Metalforming, ed. K. Lange, p. 14.27, McGraw-Hill Book Company, New York, 1985.
- 5) Drawing and Ironing, in Handbook of Metalforming, ed. K. Lange, p. 14.27, McGraw-Hill Book Company, New York, 1985.
- 6) Cieslak L., Kruzel R., Knap F. Wire Drawing with High Velocities – an Application of Straight – Though Type of Machine// Ostrava, Czech Republic, 15.-17.5 2001.
- 7) Radionov A.A. Energy approach to the influence of countertension on drawing// Steel in translation. -2008.- T38-№ 35-p.361.
- 8) Ulyanov D.V. Comparative analysis of electric drive power supply diagrams in straight-through wire drawing machines// Russian Internet Journal of Industrial Engineering. 2013. №2
- 9) Electric Motors and Drives. Fundamentals, Types and Applications. – Austin Hughes, School of Electronic and Electrical Engineering, University of Leeds. Third edition 2006. – 410 p
- 10) Vodovozov V., Jansikene R. Power Electronic Converters, Tallinn: TUT, 2006. 120 p
- 11) Tonapi S., Chopade P, Speed Control of AC Motor Using VFD//International Journal of Innovative and Emerging Research in Engineering Volume 2, Issue 3, 2015