

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

В.Б. Терёхин

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА В SIMULINK (MATLAB 7.0.1)

*Рекомендовано в качестве учебного пособия
Редакционно-издательским советом
Томского политехнического университета*

Издательство
Томского политехнического университета
2008

УДК 681.3.06(075)
ББК 32.973.2-018
С00

Терёхин В.Б.

С00

Моделирование систем электропривода в Simulink (Matlab 7.0.1): учебное пособие / В.Б. Терёхин. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 320 с.

В руководстве рассмотрены вопросы моделирования в Simulink элементов автоматизированного электропривода и автоматизированных электроприводов постоянного и переменного тока.

Руководство предназначено для студентов специальности 140306 «Электроника и автоматика физических установок», 180400 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов», 220301 «Автоматизация технологических процессов и производств ядерно-химической отрасли», а также для инженерного состава, занимающегося проектированием регулируемых электроприводов.

УДК 681.3.06(075)
ББК 32.973.2-018

Рекомендовано к печати Редакционно издательским советом
Томского политехнического университета

Рецензенты

Доктор технических наук, профессор кафедры конструирования
электронно-вычислительной аппаратуры

Томского университета систем управления и радиоэлектроники
В.А. Бейнарович

Кандидат технических наук, доцент кафедры электропривода и
автоматизации промышленных установок

Томского политехнического университета
А.Ю. Чернышев

© Терёхин В.Б., 2008
© Томский политехнический университет, 2008
© Оформление. Издательство Томского
политехнического университета, 2008

Содержание

Введение	6
1 Моделирование элементов автоматизированного электропривода	7
1.1 Машина постоянного тока.....	7
1.1.1 Исследования модели двигателя в Simulink	7
1.1.2 Модернизированная модель двигателя постоянного тока	24
1.2 Машина переменного тока (асинхронная).....	40
1.2.1 Математическое описание обобщенной асинхронной машины	40
1.2.2 Исследование модели асинхронного двигателя в Simulink	63
1.2.3 Исследование модернизированной модели асинхронного двигателя в Simulink	69
1.2.4 Разработка структуры асинхронного двигателя в Simulink.....	76
1.3 Нереверсивные тиристорные преобразователи	94
1.3.1 Двухфазный тиристорный преобразователь	94
1.3.2 Нереверсивный мостовой трёхфазный тиристорный преобразователь	100
1.3.3 Нереверсивный нулевой трёхфазный тиристорный преобразователь	118
1.4 Реверсивные тиристорные преобразователи с совместным управлением	121
1.4.1 Реверсивный двухфазный тиристорный преобразователь с совместным управлением	121
1.4.2 Реверсивный трёхфазный тиристорный преобразователь с совместным управлением	123
1.4.3 Реверсивный трёхфазный тиристорный преобразователь с совместным управлением по нулевой схеме	126
1.5 Реверсивные тиристорные преобразователи с отдельным управлением	128
1.5.1 Модель логического переключающего устройства	128
1.5.2 Модель датчика состояния тиристоров	130
1.5.3 Модель переключателя характеристик (полярности сигнала)	132

1.5.4	Реверсивный двухфазный тиристорный преобразователь с отдельным управлением.....	132
1.5.5	Реверсивный трёхфазный тиристорный преобразователь с отдельным управлением.....	135
1.6	Транзисторные широтно-импульсные преобразователи для управления двигателями постоянного тока.....	138
1.6.1	Симметричный способ управления	138
1.6.2	Несимметричный способ управления.....	143
1.7	Преобразователи частоты (автономные инверторы).....	146
1.7.1	Разомкнутый способ реализации ШИМ.....	146
1.7.2	Замкнутый способ реализации ШИМ (токовый коридор)	149
2	Электроприводы постоянного тока	153
2.1	Разомкнутые.....	153
2.1.1	Автоматическое управление в функции времени	153
2.1.2	Автоматическое управление в функции скорости	158
2.1.3	Автоматическое управление в функции тока	158
2.2	Замкнутые нереверсивные.....	160
2.2.1	Тиристорные электроприводы	160
2.2.2	Транзисторные электроприводы	164
2.3	Замкнутые реверсивные	176
2.3.1	Тиристорные электроприводы с совместным управлением по нулевой схеме включения	176
2.3.2	Тиристорные электроприводы с отдельным управлением	183
3	Разомкнутые электроприводы переменного тока	193
3.1	Мягкие частотный пуск и остановка асинхронного двигателя	193
4	Частотно-токовый электропривод с векторным управлением ...	197
4.1	Общие положения	197
4.2	Математическое описание векторного управления двигателем	199
4.3	Оптимизация и имитационное исследование в Simulink контура тока	209
4.3.1	Расчёт параметров регулятора тока при идеальном источнике тока	209
4.3.2	Исследование влияния насыщения регулятора, квантования сигнала токовой обратной связи по уровню и времени	213

4.3.3	Исследование влияния реальных свойств преобразователя частоты на статические и динамические свойства контура тока	217
4.4	Оптимизация и имитационное исследование в Simulink контура потока	220
4.4.1	Расчёт параметров регулятора потока при идеальном источнике тока	220
4.4.2	Исследование влияния насыщения регулятора, квантования и задержки сигнала обратной связи, способа реализации источника тока	224
4.5	Оптимизация и имитационное исследование в Simulink контура скорости	229
4.5.1	Расчёт параметров регулятора скорости при идеальном источнике тока	229
4.5.2	Исследование влияния насыщения регуляторов, квантования и запаздывания сигнала обратной связи	233
4.5.3	Исследование влияния способа реализации источника тока (инвертора)	240
4.6	Имитационное моделирование структуры электропривода переменного тока с векторным управлением	245
4.6.1	Моделирование в Simulink при реализации инвертора с широтно-импульсным управлением	245
4.6.2	Моделирование в Simulink при реализации инвертора с релейным управлением	252
4.6.3	Моделирование структуры электропривода с векторным управлением с выводом тока статора в неподвижной системе координат	257
5	Виртуальный электропривод переменного тока с векторным управлением	260
5.1	Разработка на основе инвертора с широтно-импульсной модуляцией	260
5.1.1	Реализация источника питания инвертора в виде батареи	260
5.1.2	Реализация источника питания инвертора в виде выпрямителя	270
5.2	Разработка на основе инвертора с релейным управлением ..	276
5.2.1	Реализация источника питания инвертора в виде батареи	276
5.2.2	Реализация источника питания инвертора в виде выпрямителя	285
	Литература	292

Введение

Компьютерные технологии прочно закрепились в высшей школе и широко используются не только для оформления текстовой и графической частей учебных работ, но и для изучения и исследования сложных систем и процессов. Совершенно очевидно, что качество подготовки специалистов в прямой степени зависит от применяемого многообразия форм и методов представляемого учебного материала. Натурное изучение и исследование остаётся предпочтительной формой подготовки, но не может быть обеспечено в полной мере, особенно при изучении специальных дисциплин.

Цель работы состоит в предоставлении возможности изучения, проектирования и исследования элементов автоматизированного электропривода постоянного и переменного тока и электроприводов в целом с применением программного продукта Matlab 7.0.1 (Simulink). Отличительной особенностью пособия является предоставление разработанных моделей в Simulink элементов и приводов постоянного и переменного тока. Студент имеет возможность приступить к изучению интересующего привода на основе предлагаемых моделей, предварительно произвести необходимые для проектирования исследования и выполнить разработку осознанно на высоком техническом уровне. Так как при разработке моделей большинство используемых элементов из библиотеки Simulink модернизированы, то предлагаемые модели в пособии работоспособны только в Matlab 7.0.1.

Пособие состоит из пяти глав.

Первая глава посвящена моделированию двигателей и элементов автоматизированного электропривода постоянного и переменного тока.

Во второй главе рассматриваются модели разомкнутых и замкнутых электроприводов постоянного тока.

В третьей главе приведён пример модели разомкнутого электропривода переменного тока с преобразователем частоты, управляемого задатчиком интенсивности.

В четвёртой главе приведены модели структуры электропривода переменного тока с векторным управлением.

В пятой главе рассматриваются виртуальные асинхронные электроприводы с векторным управлением. Применено широтно-импульсное и релейное управление инверторами. Включены в модель источник питания и цепь гашения энергии, отдаваемой электрическим двигателем в тормозных режимах.

1 МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1.1 Машина постоянного тока

1.1.1 Исследования модели двигателя в Simulink

1.1.1.1 Виртуальная модель двигателя в SimPowerSystems

Модель машины постоянного тока (двигателя) находится в библиотеке *SimPowerSystems* в разделе *Machines*. Изображение двигателя постоянного тока представлено на рисунке 1.1, а модель его в *Simulink* в файле *Fig1_1*.

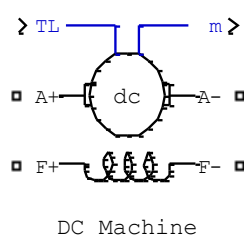


Рисунок 1.1 – Условное изображение двигателя постоянного тока в *SimPowerSystems* (*Fig1_1*)

Выходы *F+* и *F-* служат для подключения напряжения возбуждения для создания магнитного потока в машине. Выводы *A+* и *A-* используются для подключения обмотки якоря на силовой источник питания. Активная нагрузка на двигатель вводится через виртуальный вход *TL*. Выходные параметры двигателя: частота вращения ω , ток обмотки якоря I_a , ток возбуждения I_f и электромагнитный момент T_e формируются на мультиплексорной шине *m*. Чтобы получить доступ к выходным параметрам, необходимо использовать демультимплексор на четыре выхода и соединить его вход с точкой *m*. Тогда на первом (верхнем) выходе действует частота вращения, на втором – ток обмотки якоря, на третьем – ток возбуждения и на четвертом – электромагнитный момент двигателя.

Ввод параметров двигателя осуществляется через диалоговое окно (графический интерфейс), которое открывается двойным щелчком по изображению двигателя в схеме модели на *Fig1_1* (рисунок 1.2). В *Simulink* имеется небольшая библиотека двигателей постоянного тока в виде 23 вариантов, из которых 21...23 не вызываются. На рисунке 1.2 показаны данные двигателя по 20-му варианту:

– R_a – активное сопротивление цепи якоря, включающее сопротивление обмотки якоря, сопротивление щёточно-коллекторного узла и активное сопротивление обмотки дополнительных полюсов. Величина суммарного сопротивления якорной цепи, если нет данных, приближенно определяется по формуле $R_a = 0,5(1 - \eta_n) \frac{U_n}{I_n}$;

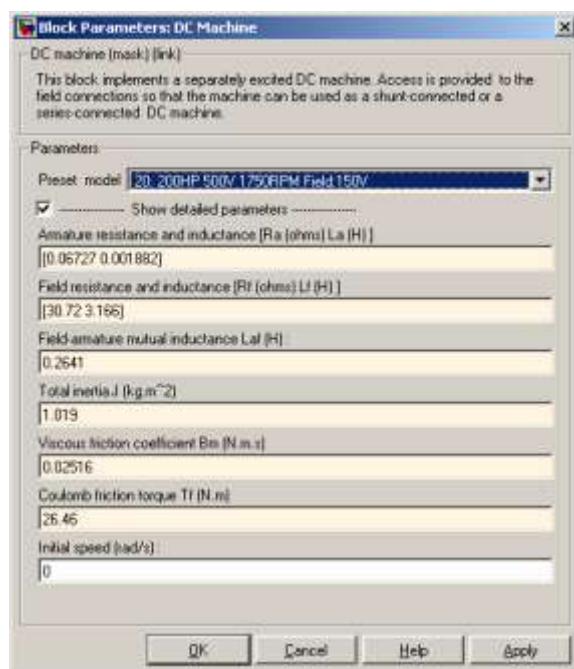


Рисунок 1.2 – Диалоговое окно ввода параметров двигателя

– L_a – индуктивность рассеяния цепи обмотки якоря, включающее индуктивность рассеяния обмотки якоря и индуктивное сопротивление обмотки дополнительных полюсов. Если нет данных, индуктивность рассеяния якорной цепи двигателя может быть вычислена по приближенной формуле

$$L_a = \gamma \frac{U_n}{p \omega_n I_n},$$

где U_n – номинальное напряжение обмотки якоря двигателя, I_n – номинальный ток обмотки якоря, ω_n – номинальная частота вращения якоря, p – число пар полюсов двигателя, γ – коэффициент, $\gamma = 0,6$ – для некомпенсированных машин, $\gamma = 0,25$ – для компенсированных машин;

– R_f – активное сопротивление обмотки возбуждения двигателя;

– L_f – индуктивность обмотки возбуждения двигателя. Можно определить по кривой намагничивания цепи возбуждения при известном значении числа витков катушки полюса W_B как $L_f = 2pW_B^2 \frac{\Delta\Phi}{\Delta(IW)_B}$;

– L_{af} – взаимная индуктивность обмоток возбуждения и обмотки якоря двигателя. Определяется взаимная индуктивность по номинальным параметрам двигателя, как

$$L_{af} = \frac{K_E}{I_f} = \frac{U_H - R_a I_{aH}}{\omega_H I_f} = \frac{U_H - R_a I_{aH}}{\omega_H \frac{U_{fH}}{R_f}}, \quad (1.1)$$

где K_E – постоянная ЭДС двигателя, так как

$$E = K_E \cdot \omega, \quad (1.2)$$

E – противоэдс двигателя,

U_{fH} – номинальное напряжение возбуждения;

J – приведенный к валу двигателя момент инерции, включающий момент инерции двигателя и момент инерции производственного механизма;

B_m – коэффициент, с помощью которого вводится на вал двигателя реактивный момент сопротивления, определяемый как $T_m = B_m \cdot \omega$;

T_f – реактивный момент сопротивления. Однако, этот параметр, вводимый через диалоговое окно (см. рисунок 1.2), моделью не воспринимается в связи с принципиальной ошибкой моделирования реактивного момента сопротивления. К этому вопросу мы вернёмся ниже.

Следует отметить, что редактирование вводимых параметров (изменение числовых значений) возможно только тогда, когда в строке *Preset model* (рисунок 1.2) будет выбрана процедура *No*.

Рассмотрим структуру модели двигателя, открыв файл *Fig1_1* и динамическое меню правой кнопкой мыши (рисунок 1.3), ориентируя курсор на изображении двигателя. Выбираем команду *Lock Under Mask* и раскрываем структуру модели двигателя (рисунок 1.4).

Структура включает датчик тока обмотки якоря iA и датчик тока обмотки возбуждения iF . Элементы iA , iF , R_a , L_a , F_{CEM} (управляемый источник напряжения), R_f , L_f входят в состав библиотеки *SimPowerSystems*. Все остальные блоки структуры (рисунок 1.4) реализованы на элементах, входящих в библиотеку *Simulink*. Раскроем блок *Mechanics* двой-

ным щелчком мыши (рисунок 1.5). Блок *Mechanics* выполняет моделирование момента и скорости.

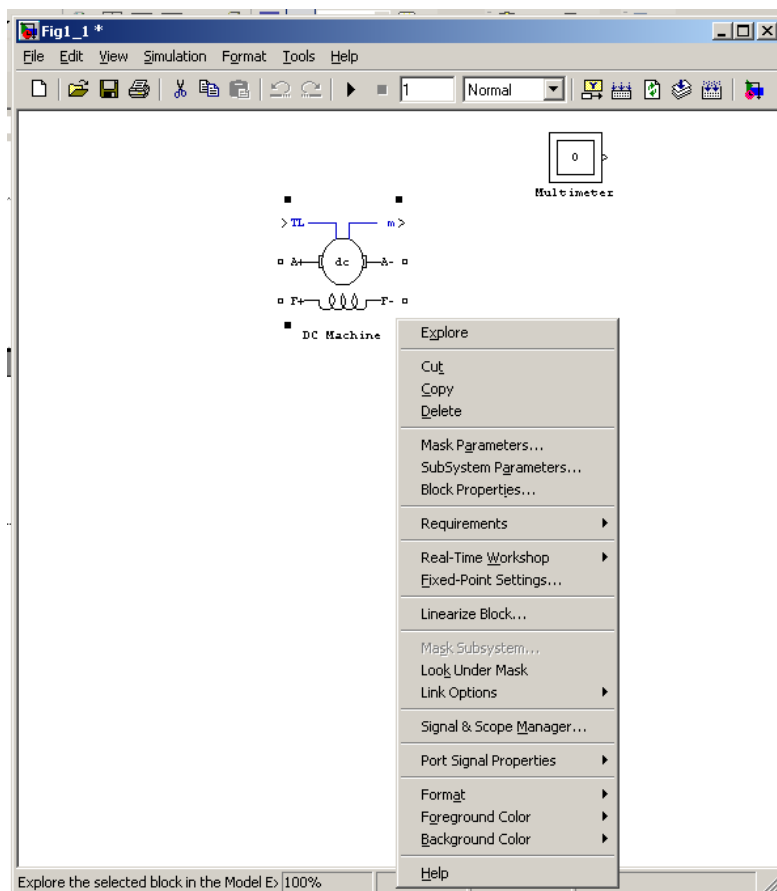


Рисунок 1.3 – Динамическое меню

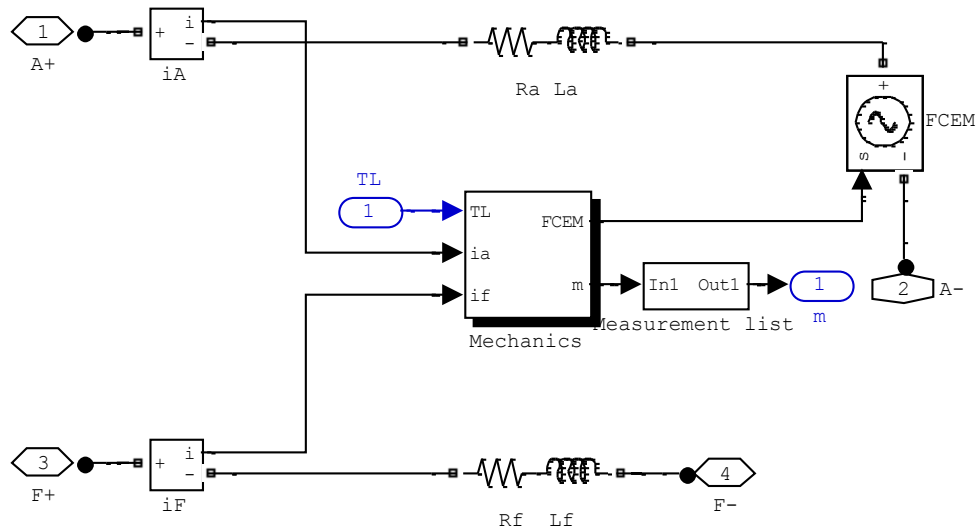


Рисунок 1.4 – Структура модели двигателя постоянного тока

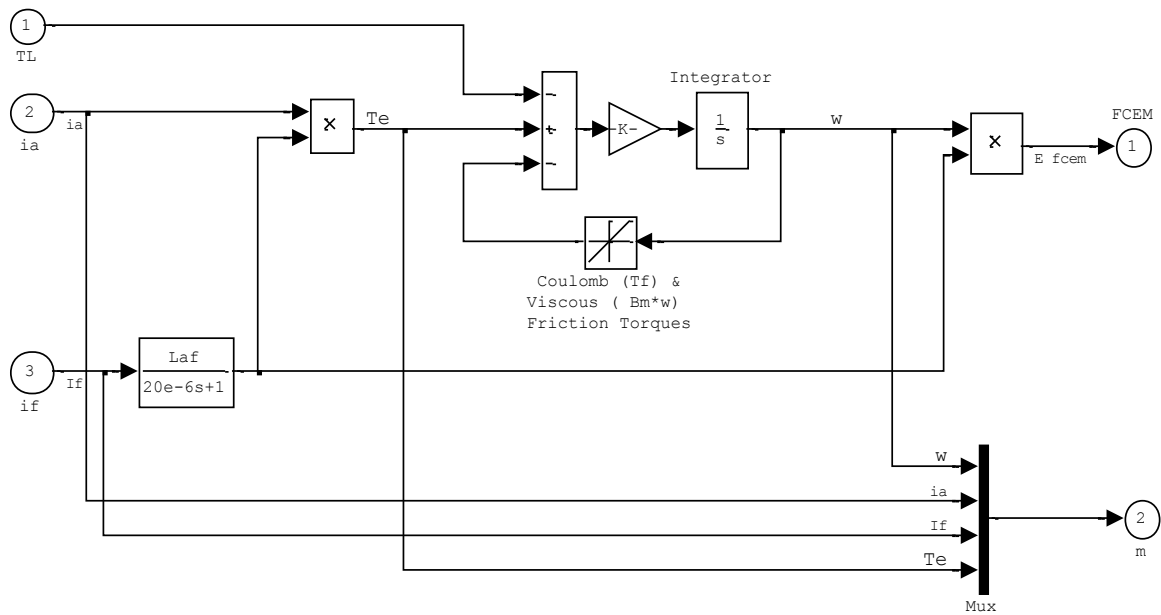


Рисунок 1.5 – Структура блока Mechanics

Блок с передаточной функцией $W_{(s)} = \frac{L_{af}}{20e - 6 \cdot s + 1}$ реализует постоянную по эдс $K_E = L_{af} I_f$. При вводе параметров двигателя в указанных в диалоговом окне размерностях (рисунок 1.2) постоянные по эдс и моменту равны: $K_E = K_T$. Поэтому первый блок умножения формирует

электромагнитный момент двигателя $T_E = L_{af} \cdot I_f \cdot I_a = K_T I_a$, а второй блок умножения – противоэдс двигателя $E = L_{af} \cdot I_f \cdot \omega = K_E \omega$.

Частота вращения получается путем интегрирования уравнения движения электропривода $T_E - T_L - T_f - B_m \cdot \omega = J \frac{d\omega}{dt}$.

Раскроем блок *Coulomb* (T_f) и представим на рисунке 1.6.

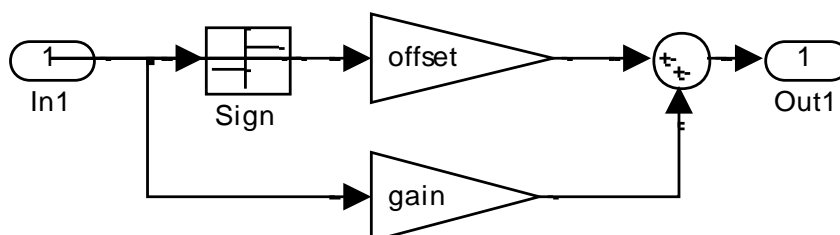


Рисунок 1.6 – Схема модели реактивного момента

Блоки *Sign* и *offset* по мнению авторов приложения *Simulink* призваны моделировать реактивный момент сопротивления. Однако это решение не предусматривает при нулевом значении частоты вращения запрет нарастания частоты вращения при моменте двигателя меньше, чем реактивный момент сопротивления, задаваемый параметром *offset*. Поэтому при использовании библиотечной модели двигателя рекомендуется эти блоки удалить. Усилительный блок с параметром $gain = B_m$ моделирует процесс формирования момента сопротивления по выражению $T_m = B_m \omega$.

Блок мультиплексора *Mux* объединяет выходные переменные двигателя: частоту вращения ω , ток обмотки якоря (двигателя) I_a , ток обмотки возбуждения I_f и электромагнитный момент двигателя в одну шину *m*. Это сделано для упрощения виртуального изображения двигателя в *SimPowerSystems*.

Для примера рассмотрим модель пуска двигателя. Ограничение пускового тока достигается введением резистора в цепь обмотки якоря. Схема модели показана на рисунке 1.7. Источники питания обмотки возбуждения и обмотки якоря выбраны управляемыми, чтобы можно было с помощью блока *Step* реверсировать или изменять величину постоянного напряжения.

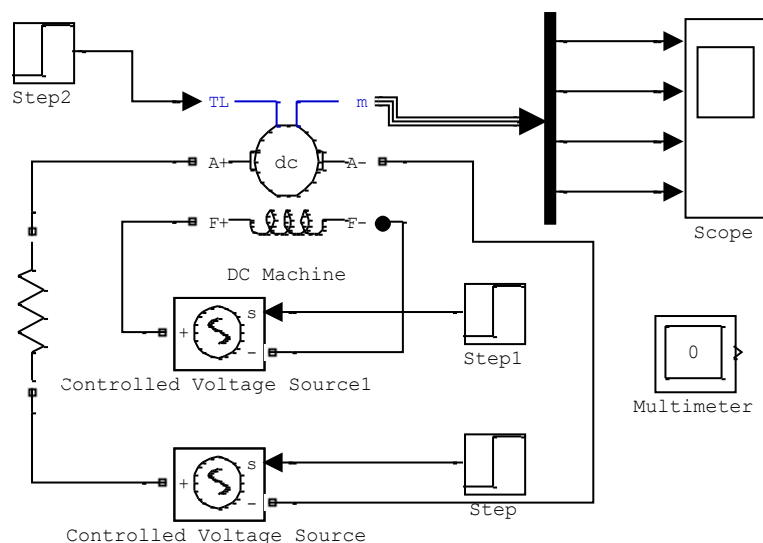


Рисунок 1.7 – Модель пуска и реверса двигателя постоянного тока (Fig1_7)

На выходах демультиплексора действуют сигналы частоты вращения, тока двигателя, тока обмотки возбуждения и электромагнитного момента. Прибор Scope фиксирует изменение подаваемых на его входы сигналов во времени и строит диаграммы (осциллограммы). *Multimeter* не используется, но ввести его рекомендует программа *Simulink*, иначе моделирование запрещено.

Введённые параметры двигателя показаны на рисунке 1.8

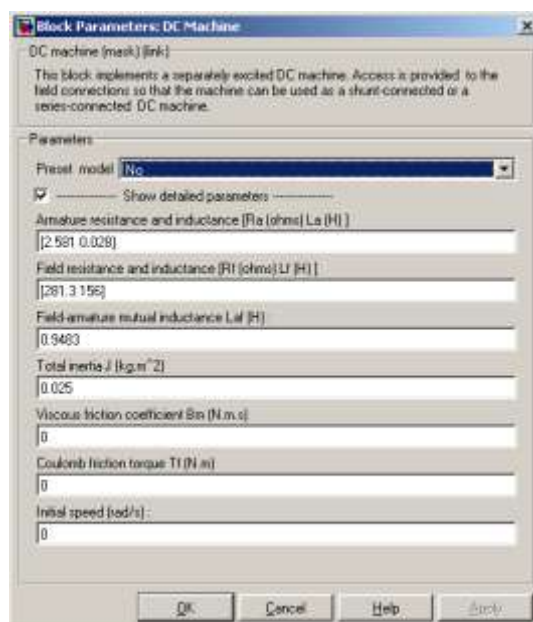


Рисунок 1.8 – Параметры двигателя в файле Fig1_7

Откроем файл *Fig1_7*, который находится в папке «Пособие». На рисунке 1.9 показан рабочий стол *Simulink* с открытым файлом. Время моделирования выбрано 2с. Время моделирования вводится в окно, рядом с которым находятся кнопки «*Stop*» и «*Пуск*» моделирования.

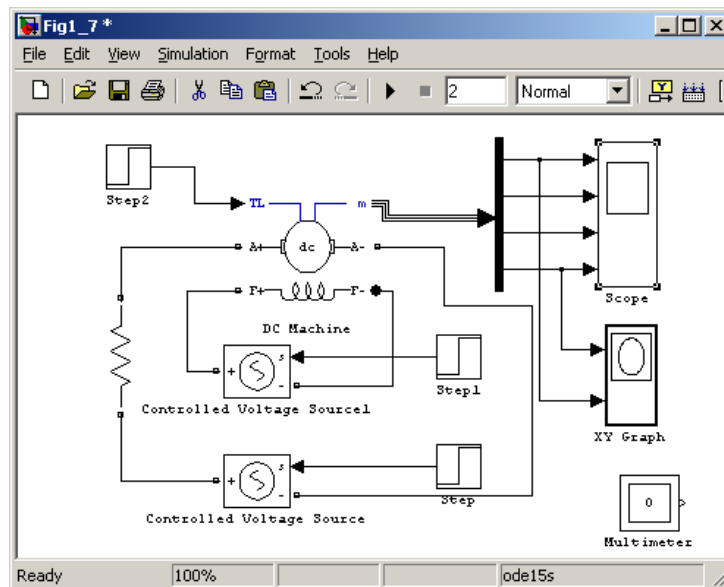


Рисунок 1.9 – Рабочий стол *Simulink*

Параметры системы, обеспечивающие процесс моделирования задаются в диалоговом окне при выборе в главном меню процедуры *Simulation* и команды *Configuration Parameters* (рисунок 1.10) [1, 2].

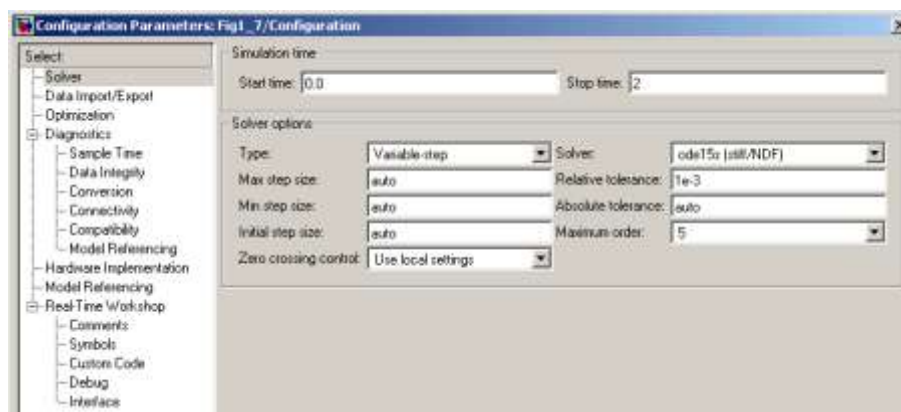


Рисунок 1.10 – Параметры системы моделирования

Рекомендуется начать исследования с использованием численного метода *ode 15s*. Остальные параметры по умолчанию. Прибор *Scope* позволяет одновременно наблюдать изменение частоты вращения, тока, тока возбуждения и момента двигателя. Прибор *XY Graph* формирует

статическую механическую характеристику двигателя по динамическим характеристикам частоты вращения и момента. Блок *Step* задаёт напряжения на обмотке якоря двигателя: плюс 240В во времени 0...1с и минус 240В от 1 до 2-хс. Блок *Step 1* задаёт напряжение на обмотке возбуждения 300В. Заметим, что здесь возможны два результата. Если для источника обмотки возбуждения установлено напряжение (см. рисунок 1.11), то настройки блока *Step 1* не воспринимаются и ток возбуждения при нулевом времени действует установившегося значения.

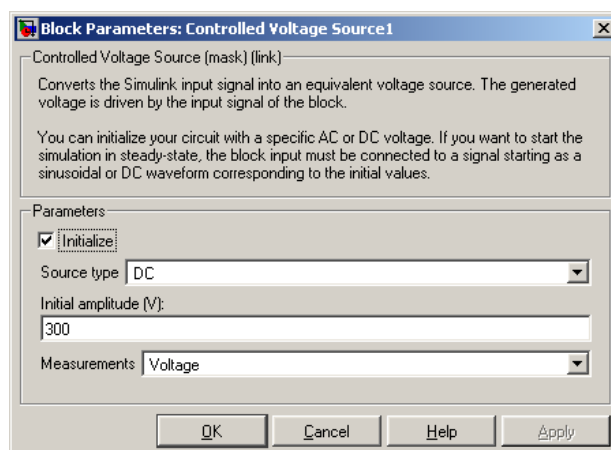


Рисунок 1.11 – Настройка источника обмотки возбуждения

Если флажок в окне *Initialize* убран, то начальное значение тока возбуждения равно нулю и после протекания переходного процесса устанавливается ток, обусловленный напряжением, заданным в блоке *Step 1*. Блок *Step 2* задаёт активный момент нагрузки T_L , равный, например, 5НМ.

1.1.1.2 Моделирование процессов пуска – реверса при заданном начальном значении тока возбуждения

Запускаем процесс моделирования нажатием кнопки в виде зачёркнутого треугольника. После окончания моделирования прослушивается звуковое предупреждение, после чего двойным щелчком открывается лицевая панель осциллографа *Scope* (рисунок 1.12).

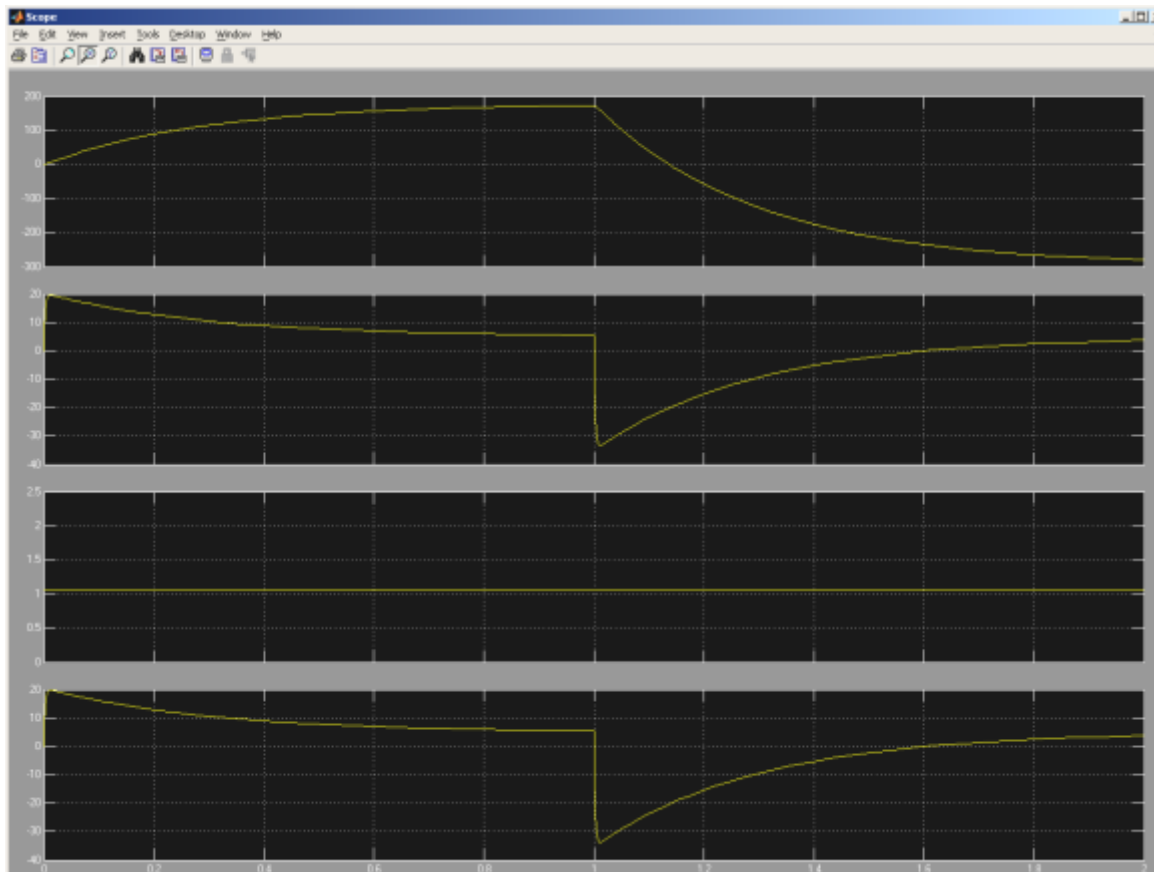


Рисунок 1.12 – Результаты моделирования

Для того, чтобы обеспечить доступ к редактированию полученной диаграммы, необходимо после моделирования выполнить в командном окне *Matlab* команды:

```
set(0,'ShowHiddenHandles','On')
set(gcf,'menubar','figure').
```

На верхней части диаграммы появляется главное меню и возможность редактирования (см. рисунок 1.12). Выбирается в меню *View* команда *Property Editor* и устанавливаются необходимые свойства диаграммы: надписи, цвет фона, цвет и толщина линий осциллограмм.

После редактирования необходимо выйти из команды *Property Editor*. Для оцифровки нужных точек осциллограмм в меню *Tools* выбрать команду *Data Cursor*. На курсоре появляется перекрестие, с помощью которого назначается координата обрабатываемой точки. Но прежде необходимо разрешить произвольный выбор нужной координаты. Двойным щелчком правой кнопки мыши открывается динамическое меню, в котором выбирается команда *Selection Style* и назначается выбор позиции мышью (*Mouse Position*). После оцифровки выбранной точки, нужно разрешить обработку следующей точки, вызвав динамическое меню

и выбрав команду *Create Now Datatip*. По окончании процесса оцифровки закрыть команду *Data Cursor*.

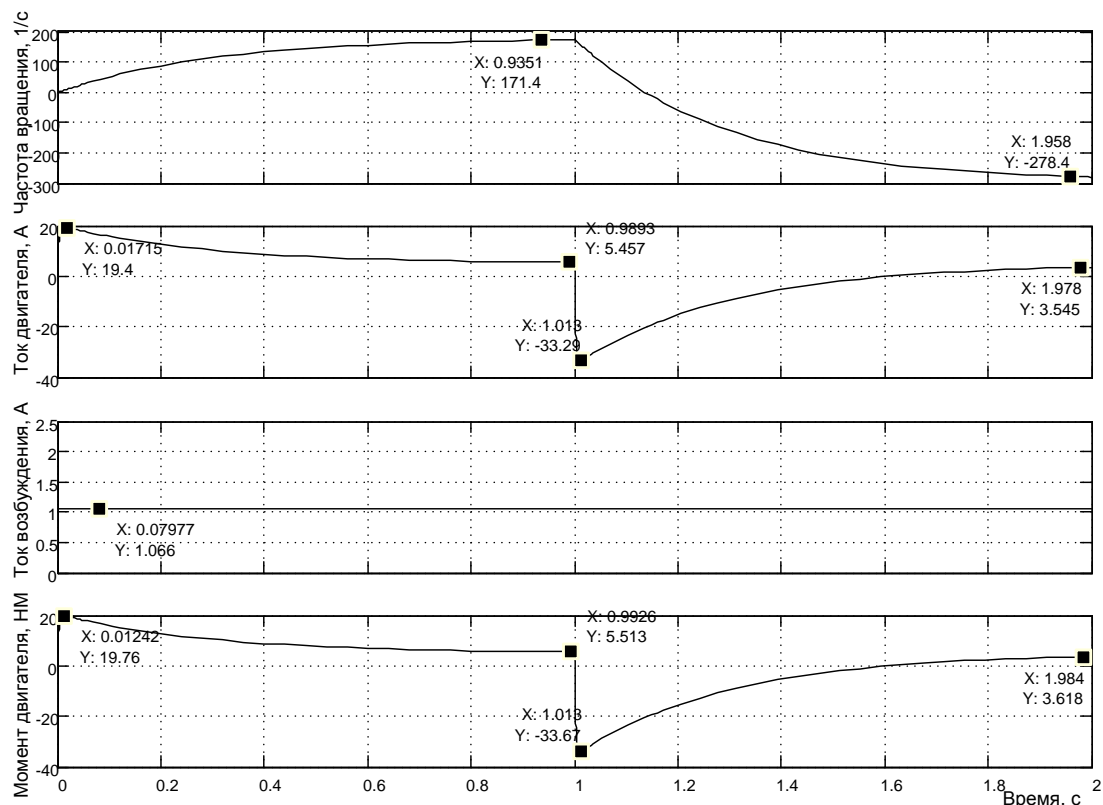


Рисунок 1.13 – Отредактированная диаграмма пуска и реверса двигателя

Следует отдельно указать на возможность нанесения надписей на русском языке. Для того, чтобы кириллица воспринималась, необходимо заменить кодовую страницу 1252 на 1251:

- в меню «Пуск» открыть команду «Выполнить». В открывшемся окне набрать «regedit» и выполнить;
- путь к кодовым страницам: *HKLM (HKey Lokal Masine) \ System \ Current Control Set \ NLS \ Code Page*;
- открыть страницу 1252 и изменить запись C-1252 на C-1251.

Для исполнения произведённой записи необходимо компьютер перезагрузить.

Результаты моделирования, представленные в виде диаграммы на рисунке 1.12, после редактирования выглядят, например, как рисунок 1.13.

В первую очередь отметим, что ток возбуждения в начале моделирования соответствует установившемуся значению. В реальных приводах постоянного тока порядок включения таков, что сначала подаётся

напряжение на обмотку возбуждения, а потом запускается двигатель в работу. Пуск двигателя осуществляется через токоограничивающий резистор. Пусковой ток достигает значение 19,4А и снижается по мере разгона двигателя до значения 5,457А (следует иметь в виду, что теоретически процесс пуска ещё не закончился). Частота вращения достигла величины 171,4 1/с.

В момент времени, соответствующей одной секунде, произведен реверс путем изменения полярности напряжения на обмотке якоря. Ток двигателя меняет знак на противоположный и достигает значения минус 33,29А. Начинается процесс интенсивного уменьшения частоты вращения (торможения) двигателя. Двигатель разгоняется до частоты вращения минус 278,4 1/с, и ток достигает величины плюс 3,545А. Это свидетельствует о том, что момент нагрузки T_L , действующий на двигатель, имеет активный характер и переводит двигатель в режим генераторного торможения. Отрицательная частота вращения двигателя значительно превышает абсолютное значение положительной частоты вращения.

Одновременно с окончанием моделирования появляется лицевая панель графопостроителя *XY Graph*. После выполнения в командном окне указанных ранее команд появляется главное меню графопостроителя и открывается доступ к редактированию полученной диаграммы.

Выбирается в меню *View* команда *Property Editor* и устанавливаются необходимые свойства диаграммы: надписи, цвет фона, цвет и толщина линии осциллограммы. Но сначала следует установить масштабы по осям. Наиболее целесообразно выполнить установку масштабов по осям *X* и *Y* автоматически. Для этого на закладке *X Axis* окна *Property Editor* (рисунок 1.14) поставить флаг на строке *X Limit Auto*, на закладке *Y Axis* – флаг на строке *Y Limit Auto*. Статические характеристики принимают вид, показанный на рисунке 1.14

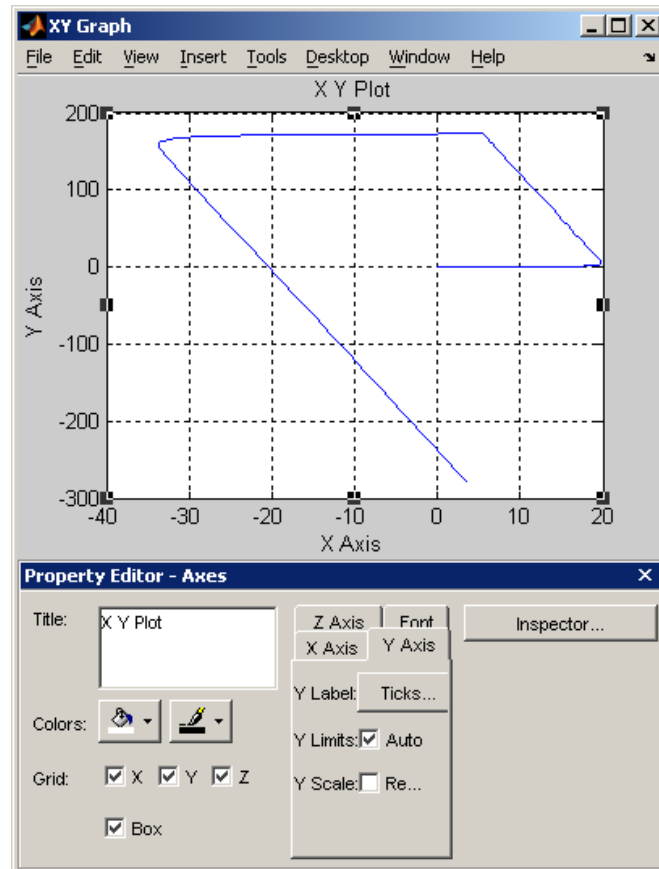


Рисунок 1.14 – Статические характеристики двигателя постоянного тока в различных режимах работы

После редактирования диаграммы средствами *Property Editor* и внесения дополнения в виде номеров точек с помощью программы *Microsoft Visio 11* диаграмма принимает вид, представленный на рисунке 1.15. Характерные точки оцифрованы. Рассмотрим отдельные участки полученной диаграммы.

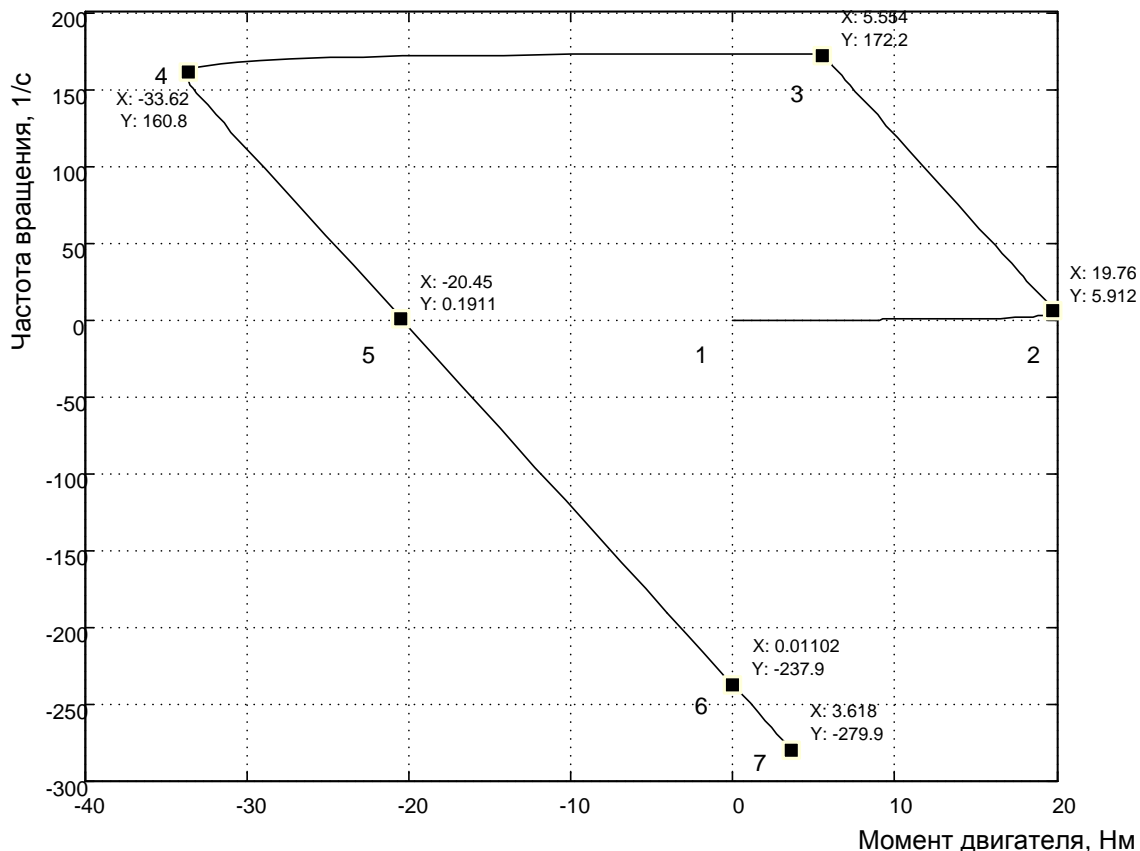


Рисунок 1.15 – Отредактированная диаграмма статических характеристик

Участок 1, 2 соответствует процессу нарастания момента до значения 19,76Нм, причем и частота вращения изменилась до 5,912 1/с. Участок 2, 3 соответствует статической механической характеристике двигательного режима на условное направление движения «вперёд». Двигатель достиг частоты вращения 172,2 1/с при моменте 5,564Нм. Характеристика линейна, наклон определяется суммарным сопротивлением цепи обмотки якоря. Участок 3, 4 соответствует переходу двигателя на работу в режим противоточного торможения. Двигатель включен «назад», но вращается ещё «вперёд». Участок механической характеристики 4, 5 заканчивается при нулевой частоте вращения (т.5) и является продолжением (участок 5, 6) механической характеристики двигательного режима при работе «назад». Этот участок демонстрирует полный вид механической характеристики: момент короткого замыкания (пусковой) составляет примерно 20,45Нм, а частота вращения идеального холостого хода – 237,9 1/с. Участок 6, 7 является продолжением механической характеристики (5, 6) и представляет механическую характеристику режима генераторного торможения. Абсолютное значение частоты вращения в т.7 (279,9 1/с) больше частоты вращения идеального

холостого хода, так как момент нагрузки двигателя – активный и раскручивает двигатель до скорости, на которой достигается равенство моментов двигателя и нагрузки. Двигатель работает в режиме генератора и отдаёт энергию, например, для зарядки аккумулятора. Таким образом, на полученной диаграмме нашли отражения почти все возможные режимы работы двигателя (кроме режима динамического торможения).

1.1.1.3 Моделирование процессов пуска – реверса при начальном нулевом значении тока возбуждения

Отличием в настройках системы (*Fig1_7*) является отсутствие флага в строке *Initialize* окна настройки источника напряжения возбуждения (рисунок 1.16).

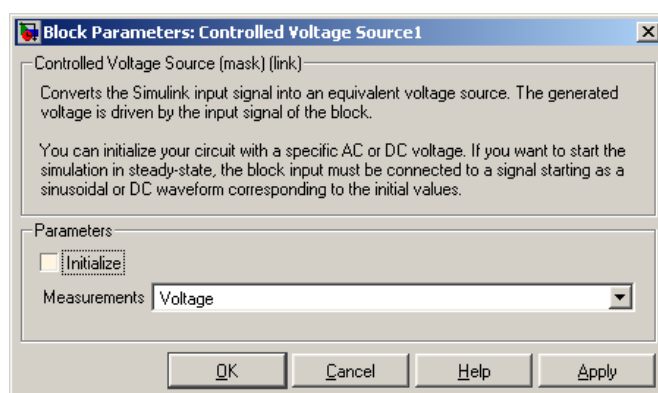


Рисунок 1.16 – Окно настройки источника напряжения возбуждения

На рисунке 1.17 показано окно настройки блока *Step 1*, задающее величину напряжения возбуждения.

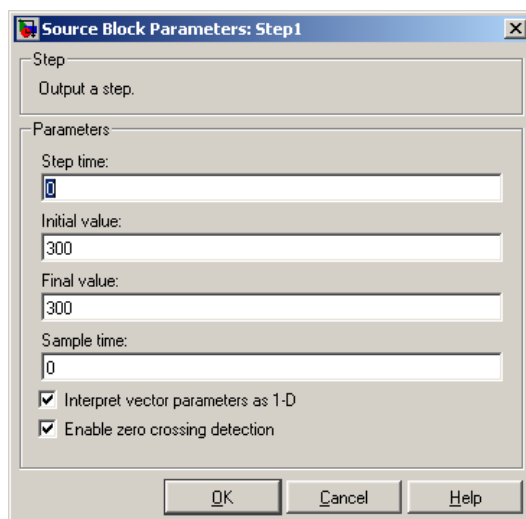


Рисунок 1.17 – Окно настройки блока *Step 1*

На рисунке 1.18 показан переходный процесс пуска двигателя при нулевых начальных значениях частоты вращения и тока возбуждения двигателя.

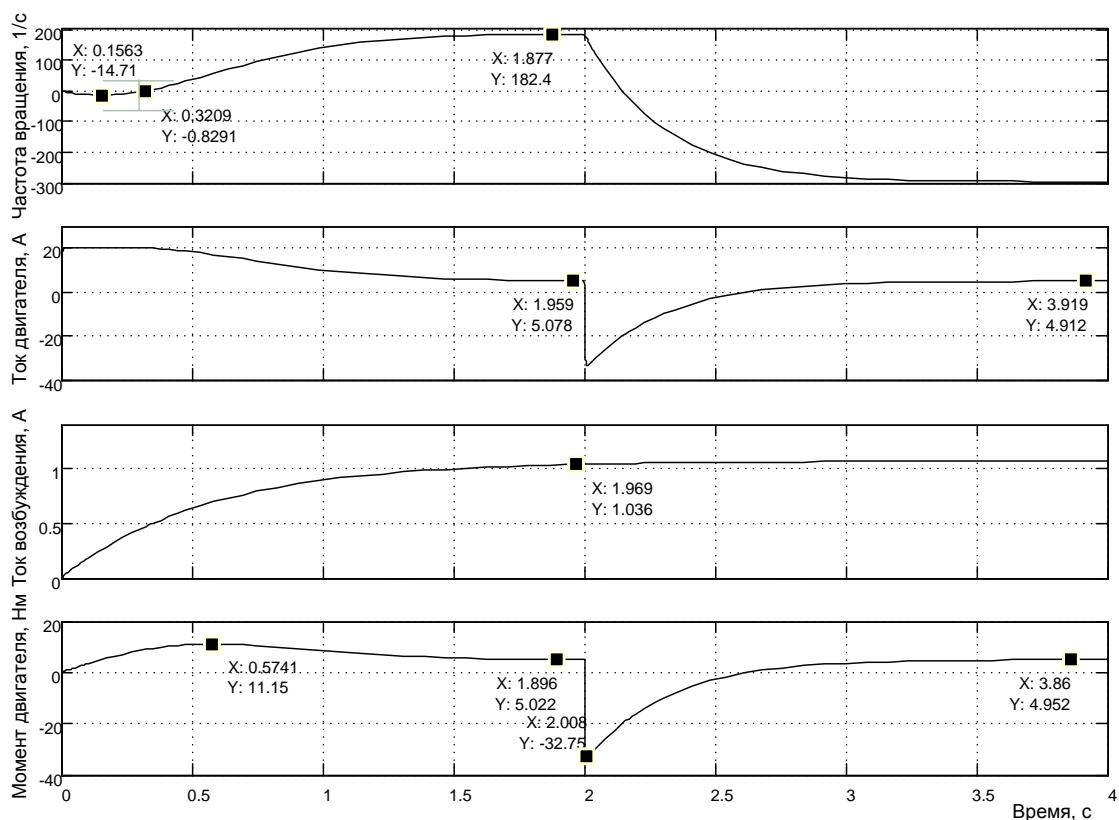


Рисунок 1.18 – Результаты моделирования процесса пуска-реверса двигателя при нулевых начальных значениях частоты вращения и тока возбуждения

Сравнивая полученные результаты моделирования с результатами, представленными на рисунке 1.13, можно сделать выводы:

- наибольшее влияние при данном способе управления оказано на процесс пуска «вперёд». Время пуска составляет значение 1,5...1,7с;
- начальное значение момента равно нулю. Максимальное значение составило значение 11,15Нм (в первом случае – 19,76Нм);
- в начальный момент времени, когда момент двигателя мал и не превышает момента нагрузки, частота вращения начинает расти в отрицательном направлении, так как момент нагрузки активный. Падение частоты вращения прекращается при достижении равенства момента двигателя и момента нагрузки. Далее идет изменение частоты вращения в положительном направлении и достижения нулевого значения. И

только, с момента времени 0,3209с, начнется процесс пуска в направлении «вперёд»;

- ток возбуждения установился примерно через 2с. После этого времени процессы в двигателе протекают одинаково;

- при практической реализации следует исключать одновременную подачу напряжения на возбуждение и на обмотку якоря.

Механические статические характеристики, снятые в динамическом режиме показаны на рисунке 1.19.

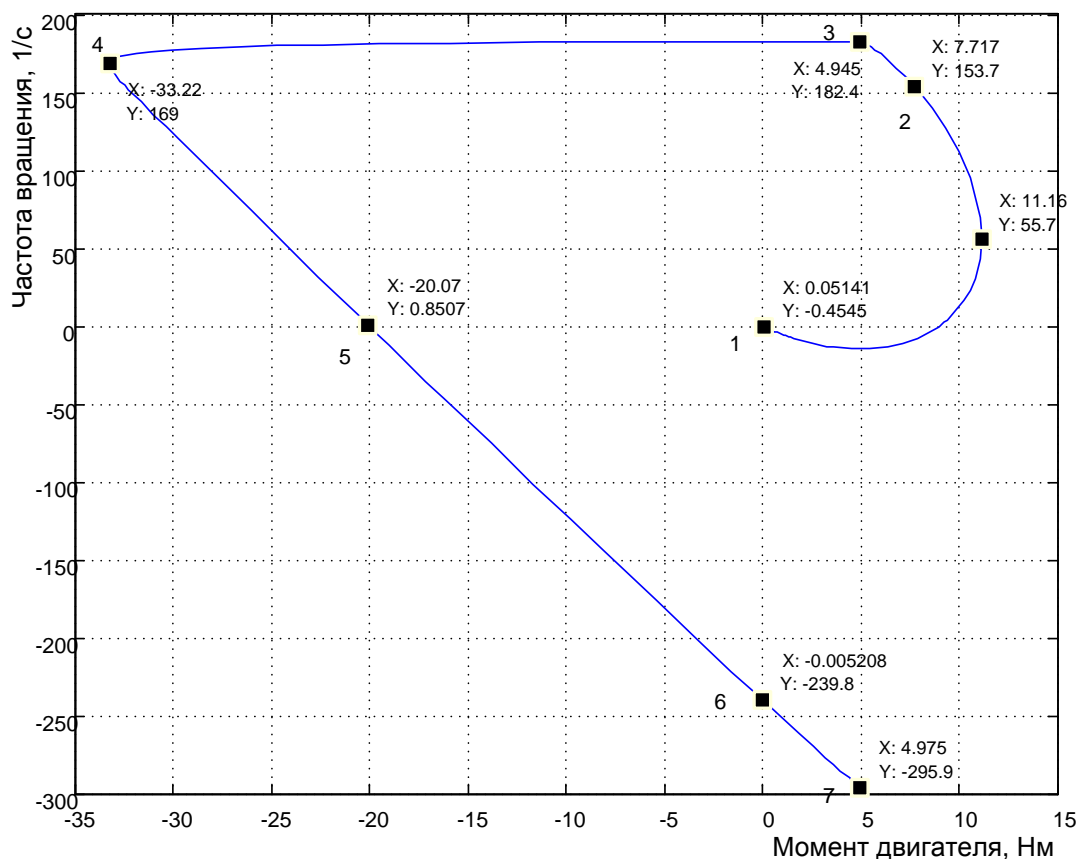


Рисунок 1.19 – Механические статические характеристики, снятые в динамическом режиме

Наибольшее влияние произведено на участок 1,2 характеристики. Он не линеен. Во время формирования этого участка статической характеристики нарастал ток возбуждения и момент двигателя, что привело к снижению максимального значения момента двигателя. Линейная часть механической характеристики в двигательном режиме показана в виде участка 2, 3. Остальные характеристики совпадают с ранее снятыми (рисунок 1.15), так как они сняты при достижении током возбуждения примерно установившегося значения.

1.1.2 Модернизированная модель двигателя постоянного тока

1.1.2.1 Моделирование реактивного момента нагрузки

Электропривод (рисунок 1.20) представляет электромеханический комплекс [2], состоящий из электрического двигателя (ЭД), связанного посредством механической передачи (редуктора (Р)) с рабочей машиной (РМ), силового преобразователя (СП), системы управления (СУ), блока датчиков (БД), которые обеспечивают обратную связь по основным параметрам электропривода, вторичных источников питания (ВИП), обеспечивающих напряжение питания СУ, БД и входных цепей СП, и источника электрической энергии (ИЭЭ).

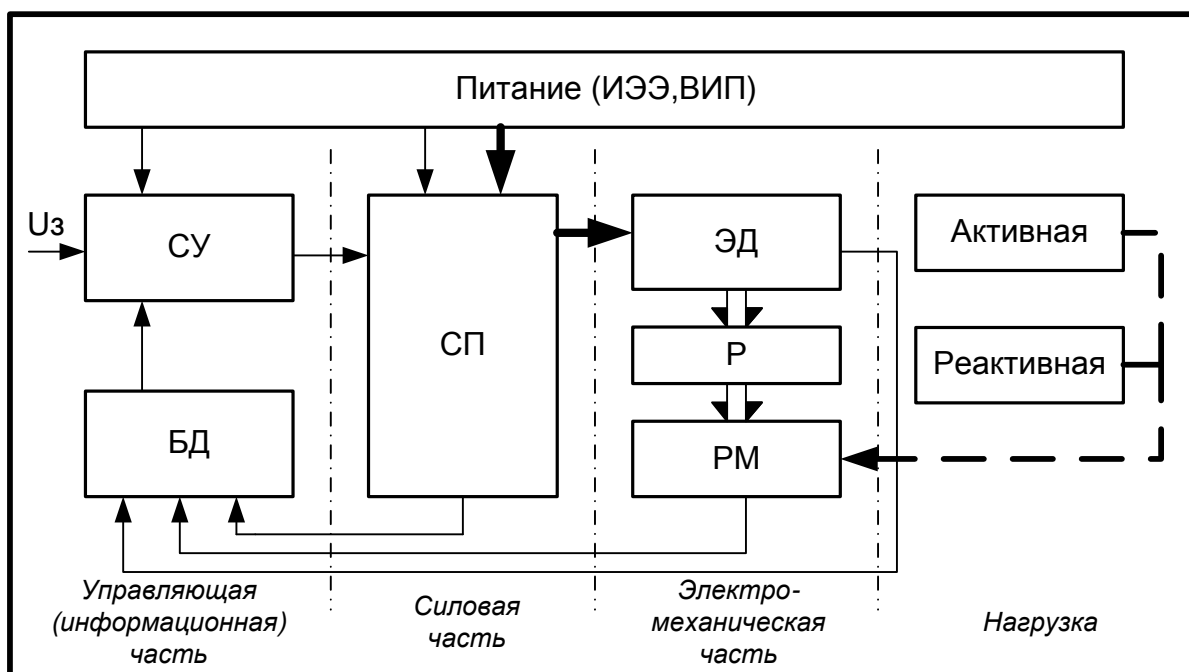


Рисунок 1.20 – Блок-схема электропривода

В качестве СП в настоящее время применяются силовые полупроводниковые преобразователи. Они выполняют, во-первых, согласование электрических параметров источника электрической энергии (напряжение, частота) с электрическими параметрами электрического двигателя и, во-вторых – регулирование электрических параметров машины. Известно, что для управления скоростью вращения и моментом двигателя необходимо регулировать электрические параметры на его входе. Система управления (СУ) предназначена для управления СП, она обычно строится на микросхемах либо микропроцессоре. На вход СУ подается сигнал задания U_3 и сигналы отрицательных обратных связей от БД.

Система управления, в соответствии с заложенным в неё алгоритмом, вырабатывает сигналы управления СП, управляющего электрическим двигателем.

Существенное влияние на режим работы электропривода оказывает нагрузка. Нагрузочные моменты сопротивления, создаваемые рабочей машиной, можно разделить на две группы: активные и реактивные.

Знак активного момента не зависит от знака частоты вращения двигателя (направления вращения) и момент способен производить работу. Для активного нагрузочного момента существует понятие знака момента. На рисунке 1.21 а) показан пример положительного активного момента.

Реактивный нагрузочный момент работу не может производить. Он создается как момент сопротивления, автоматически прикладываемый навстречу направления вращения. Аналитическая трактовка этой автоматической зависимости имеет вид:

$$M_{HP} = M_H * \text{sign}(\omega_{pm}), \quad (1.3)$$

где M_{HP} – реактивный момент сопротивления;

M_H – момент нагрузки;

ω_{pm} – частота вращения рабочей машины.

Уместно отметить, что понятие знака момента нагрузки в этом случае отсутствует, M_H всегда положителен.

На рисунке 1.21 показаны зависимости активного и реактивного моментов сопротивления от скорости рабочей машины.

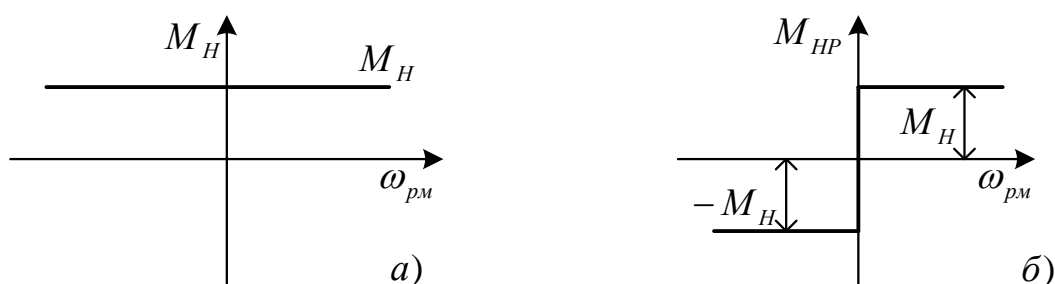


Рисунок 1.21 – Зависимость нагрузочного момента: а) активный характер нагрузки; б) реактивная нагрузка

Matlab имеет виртуальные модели как двигателя постоянного тока (*DC Machine*), так и переменного (*Asynchronous Machine*) в библиотеке *SimPowerSystems* (рисунок 1.22). Модели предназначены для работы с активным моментом. Заявленная возможность моделирования реактив-

ного момента для *DC Machine* не реализуется, а для *Asynchronous Machine* таковая возможность не заявляется.

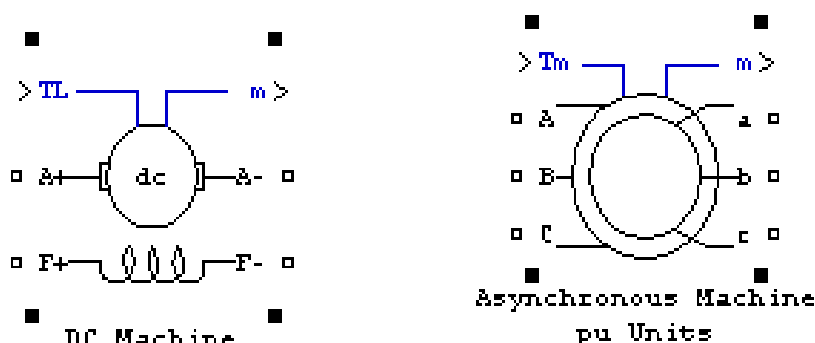


Рисунок 1.22 – Виртуальные модели двигателей в Matlab

Цель данной части работы состоит в разработке дополнительных возможностей, обеспечивающих работу виртуальных моделей двигателей с реактивным моментом сопротивления.

С этой целью рассмотрим особенность решения уравнения движения электропривода (1.4) при работе с активным и реактивным моментами сопротивления:

$$(M - M_{HA}) - M_{HP} = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (1.4)$$

где M – момент двигателя;

M_{HP} – реактивный момент сопротивления нагрузки (РМ), определяемый выражением (1.3);

M_{HA} – активный момент сопротивления нагрузки (РМ), имеет знак;

J – приведенный к валу двигателя суммарный момент инерции привода;

ω – частота вращения двигателя.

При $\omega = 0$ двигатель остается неподвижным пока выполняется условие $|(M - M_{HA})| - M_{HP} < 0$, так как реактивный момент не может производить работу, и решение дифференциального уравнения (1.4) должно быть заблокировано $\frac{d\omega}{dt} = 0$. В этом состоянии полагается, что $M_{HP} = M_H \geq 0$.

При $|(M - M_{HA})| - M_{HP} \geq 0$ должна быть снята блокировка запрета решения уравнения (1.4), т.е. $\frac{d\omega}{dt} \neq 0$. Знак реактивного момента будет определен по выражению (1.3).

Таким образом, исходная система выражений для разработки составляющей части модели двигателя, обеспечивающей его работу с реактивным моментом сопротивления нагрузки, принимает вид:

$$M_{HP} = M_H * \text{sign}(\omega); \quad (1.5)$$

$$\text{при } \omega = 0 \text{ и } |(M - M_{HA})| - M_{HP} < 0, \frac{d\omega}{dt} = 0; \quad (1.6)$$

$$\text{при } \omega = 0 \text{ и } |(M - M_{HA})| - M_{HP} \geq 0, \frac{d\omega}{dt} \neq 0; \quad (1.7)$$

$$\text{при } |\omega| > 0, (M - M_{HA}) - M_{HP} = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.8)$$

Данная задача может быть решена путем логического моделирования, что предлагает универсальность применения и независимость реализации от конкретных параметров и типов двигателей.

Примем логическую переменную $x=0$, при $\omega=0$. Следовательно, при $|\omega|>0$ логическая переменная $x=1$.

Примем логическую переменную $z=0$, при $|(M - M_{HA})| - M_{HP} < 0$. Следовательно, при $|(M - M_{HA})| - M_{HP} \geq 0$ логическая переменная $z=1$.

Примем логическую функцию $y=0$, когда накладывается блокировка решения дифуравнения (1.4), при выполнении условия (1.6) $\frac{d\omega}{dt} = 0$.

В противном случае логическая функция принимает единичное значение ($y=1$), разрешая решение уравнения движения электропривода (1.4).

Таблица 1.1 – Таблица истинности логического устройства

x	z	y	Пояснения
0	0	0	Блокировка решения дифуравнения
0	1	1	Разрешение решения дифуравнения
1	0	1	Разрешение решения дифуравнения

1	1	1	Разрешение решения дифуравнения
---	---	---	---------------------------------

Составим таблицу истинности работы логического управляющего устройства (таблица 1.1). Анализ таблицы истинности показывает, что для реализации логического устройства необходимо использовать логическую функцию дизъюнкции, т.е. применить логический элемент *ИЛИ* (*OR*).

Разработанная добавка к модели двигателя (постоянного тока и асинхронного) представлена на рисунке 1.23.

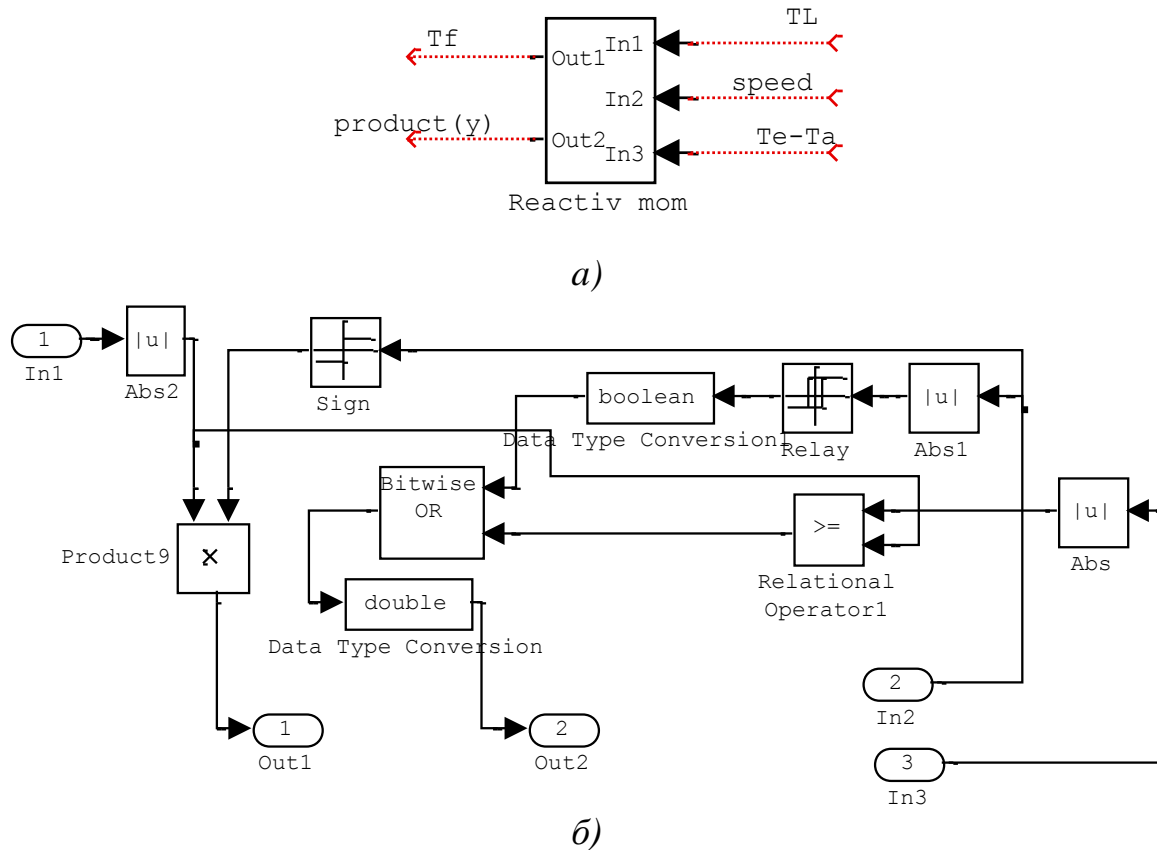


Рисунок 1.23 – Схема модели в Matlab (Simulink, Fig1_23): а) подсистема; б) модель

На рисунке 1.23а) приняты обозначения, принятые в виртуальной модели двигателя постоянного тока: $TL=M_H$ – момент нагрузки; $Tf=M_{HP}$ – реактивный момент сопротивления; $Te-Ta = M-M_A$ – момент на валу двигателя.

На выходе *Out 2* действует выходной сигнал логического управляющего устройства, преобразованный из двоичной формы в алгебраическую (числовую). Выход *Out 2* рисунок б) подключается к множительному элементу *Product 2*, выход которого соединен с входом интегратора, используемого при решении уравнения движения электропривода (1.4). Через второй вход множительного элемента замыкается пре-

рываемый вход интегратора. Если выход управляющего устройства равен 0, то на вход интегратора подается нулевой сигнал (блокировка решения дифуравнения). 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 дифуравнения). 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* (рисунок 1.23б)) реализуют зависимость (1.5).

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*.

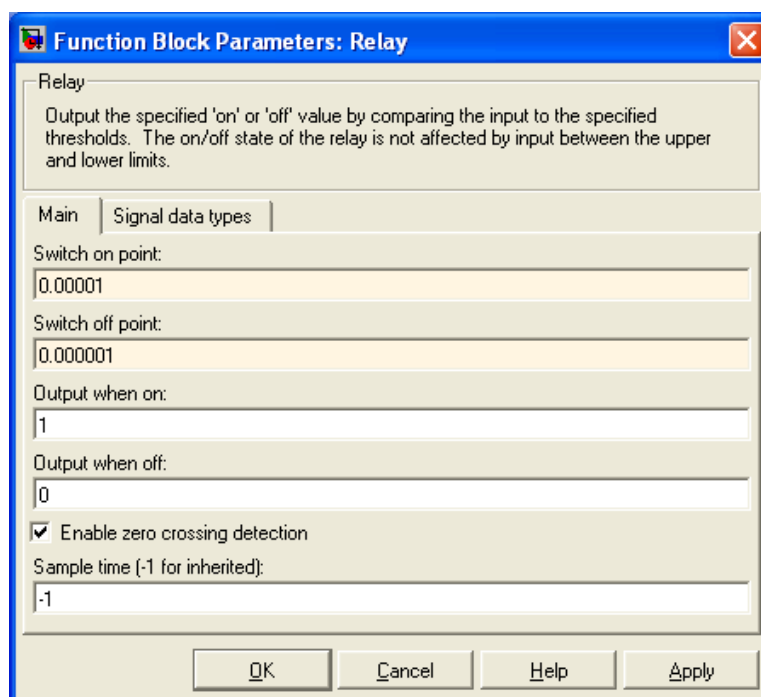


Рисунок 1.24 – Окно настройки блока *Relay*

На рисунке 1.24 представлено окно ввода параметров настройки, пригодных для всех двигателей с выходом частоты вращения как в рад/с, так и в об/мин.

Блок сравнения *Relational* (рисунок 1.23б)) реализует выполнение условия (1.6) и (1.7) и формирует логический сигнал z на втором

входе элемента *ИЛИ* (*Bitwise OR*). Отметим, что сравнение момента на валу двигателя с учетом воздействия активного момента нагрузки производится с сигналом *TL*, который задан и должен быть всегда положительным по знаку.

1.1.2.2 Виртуальная модель двигателя постоянного тока DPT

На рисунке 1.25 показана модернизированная виртуальная модель двигателя постоянного тока, предусматривающая возможность работы двигателя с любым моментом нагрузки.

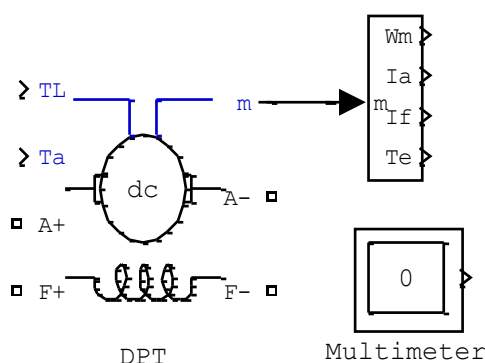


Рисунок 1.25 – Модернизированная виртуальная модель DPT двигателя постоянного тока (Fig1_25)

Кроме условного обозначения двигателя на рисунке 1.25 показаны демультиплексор для формирования выходов переменных: ω_m – частоты вращения; I_a – тока обмотки якоря; I_f – тока обмотки возбуждения; T_e – электромагнитного момента двигателя и *Multimeter*, рекомендованный системой моделирования *Simulink*.

Раскроем подсистему *Mechanics* (Fig1_25) и внесем необходимые добавки и исправления. Окончательный результат модернизации представлен на рисунке 1.26.

Кроме блока реактивного момента *Reactive mom* введен упоминавшийся выше блок умножения *Product 2*, управляющий процессом моделирования уравнения движения электропривода.

Ввод реактивной нагрузки предусмотрен двояко: либо по отдельному входу *TL*, либо через графический интерфейс (диалоговое окно ввода параметров двигателя через параметр *Tf*). Предусмотрен отдельный вход задания активной нагрузки *Ta*. Сохранена возможность задания через графический интерфейс коэффициента вязкого трения *Bm* – одного из вида реактивной нагрузки.

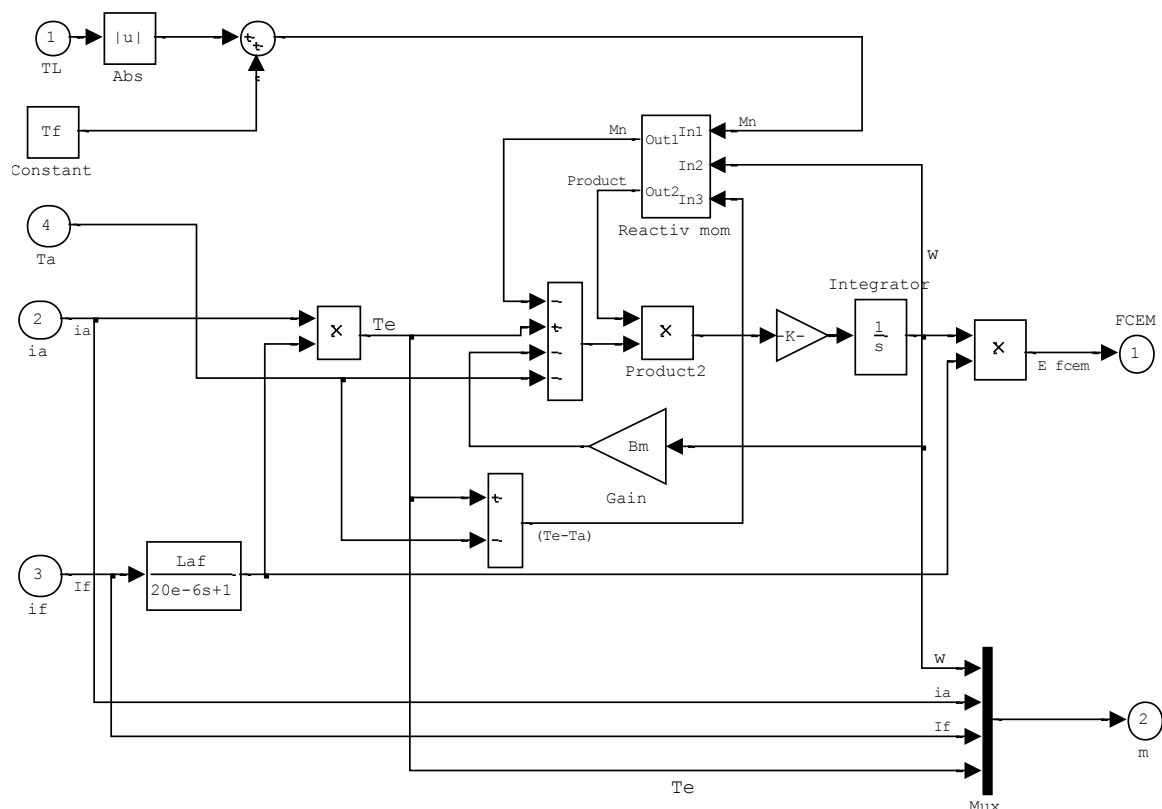


Рисунок 1.26 – Модернизированная виртуальная модель подсистемы *Mechanics* двигателя постоянного тока (Fig1_25)

1.1.2.3 Примеры моделирования с использованием модернизированной модели двигателя DPT

На рисунке 1.27 представлена модель, отличающаяся от модели, представленной в файле *Fig1_7*, использованием модернизированной модели двигателя постоянного тока *DPT*.

Модель двигателя имеет два входа для подачи нагрузки: T_L – вход реактивного момента нагрузки, T_a – вход активного момента нагрузки. Исследуем поведение электропривода при воздействии:

- только реактивного момента $T_L=5\text{Нм}$, $T_a=0$;
- одновременное воздействие реактивного и активного моментов нагрузки $T_L=3\text{Нм}$, $T_a=5\text{Нм}$;
- $T_L=5\text{Нм}$, $T_a=5\text{Нм}$.

Параметры двигателя представлены в диалоговом окне, которое вызывается двойным щелчком на изображении двигателя (рисунок 1.28). Сопротивление резистора, включённого в цепь обмотки якоря для ограничения пускового тока двигателя, составляет 9,419 Ом.

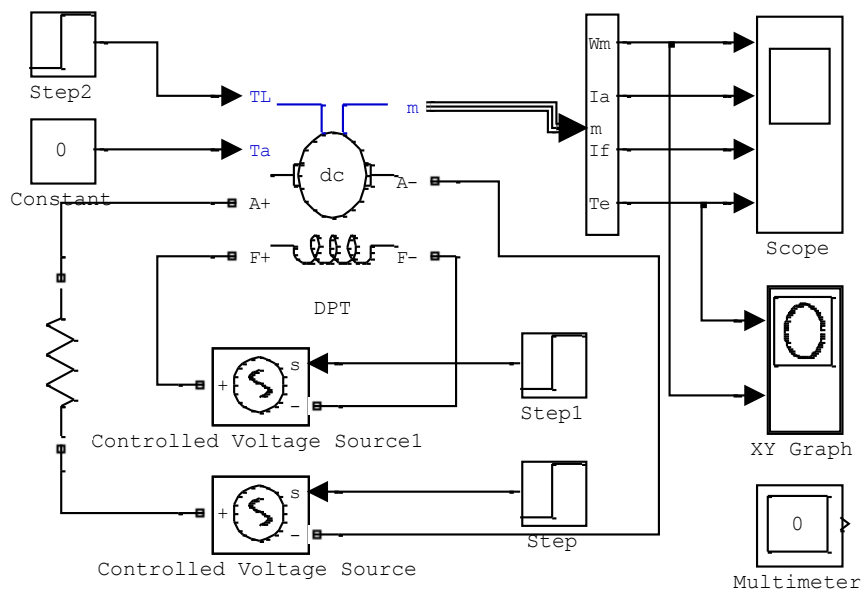


Рисунок 1.27 – Схема модели электропривода постоянного тока (Fig1_27)

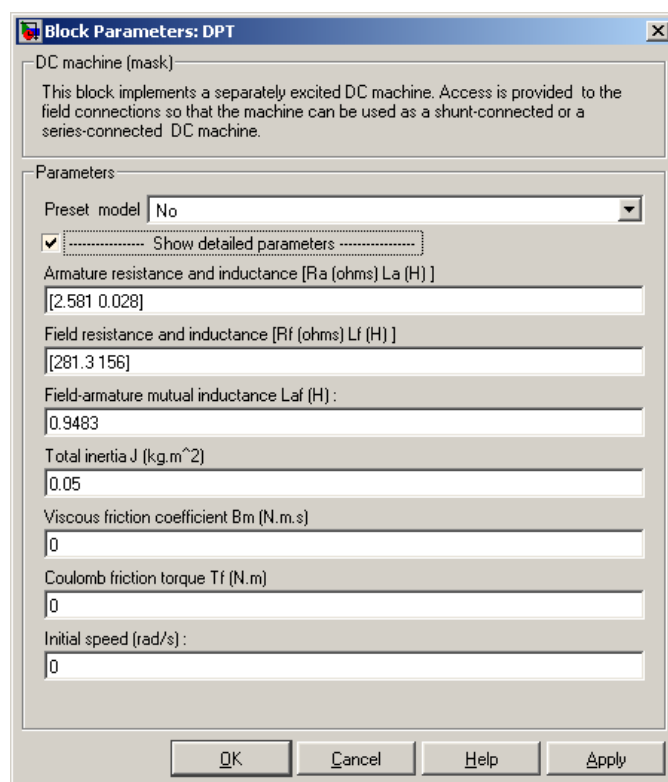


Рисунок 1.28 – Параметры двигателя

Исследуем работу электропривода при воздействии только реактивного момента сопротивления. Запускаем файл *Fig1_27*, выбираем полное время моделирования 6с (по три секунды для работы при вклю-

чении «вперёд» и «назад») и начальное значение тока возбуждения, равное нулю.

Результат моделирования представлен на рисунке 1.29. Результаты анализа полученных результатов моделирования позволяют сделать вывод о правильности моделирования реактивной нагрузки:

- в начальный момент пуска, пока момент двигателя не превысил момент сопротивления нагрузки 5Нм, частота вращения не изменялась и оставалась равной нулю;
- частота вращения двигателя при работе «вперёд» и «назад» одинакова и составляет $\pm 176,3$ 1/с, что свидетельствует о работе двигателя на одинаковую нагрузку (по диаграмме момента: плюс 5,313Нм и минус 5,223Нм). Некоторое различие обусловлено тем, что переходный процесс ещё не закончился;

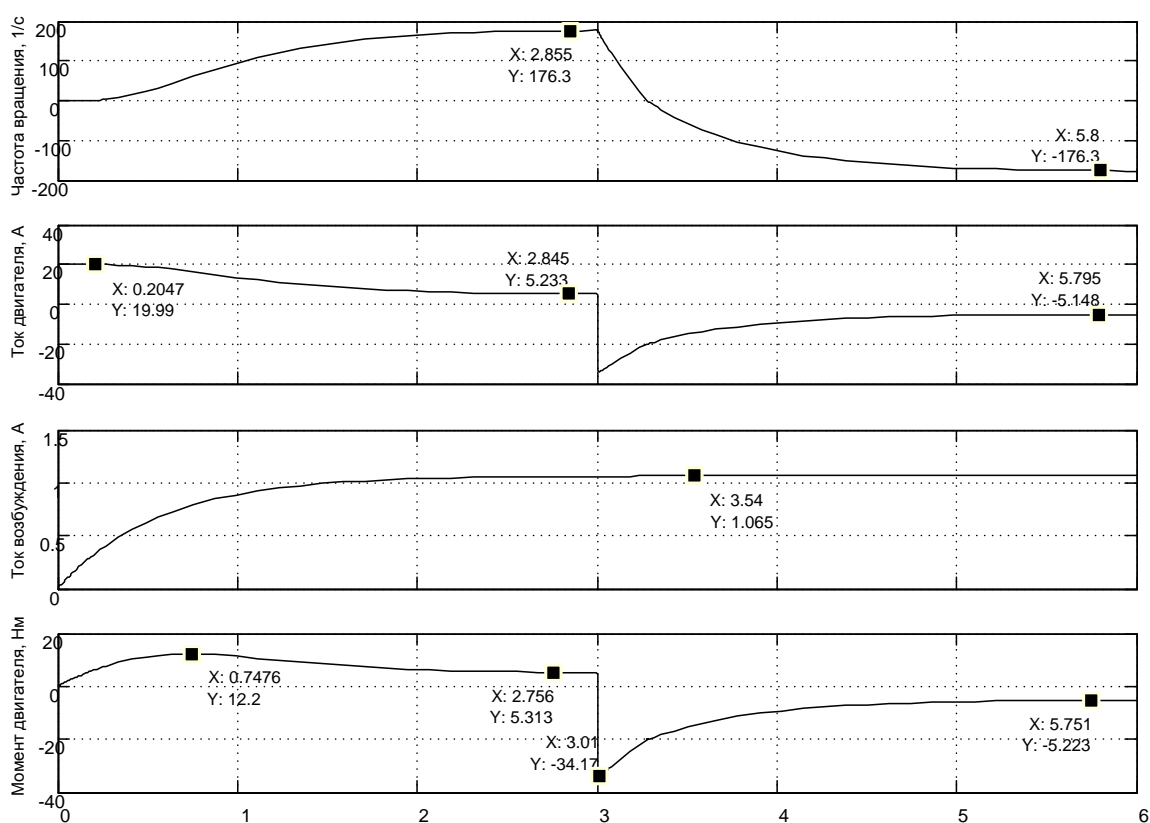


Рисунок 1.29 – Результаты моделирования при воздействии нагрузки $T_L=5\text{Нм}$, $T_a=0$

- с изменением направления движения момент сопротивления меняет знак на противоположный. Это положение находит подтверждение при реверсе (текущее время 3с и больше). В момент реверса двигатель развивает момент $T_e=-34,17\text{Нм}$, частота вращения начинает

уменьшаться и момент сопротивления остаётся положительным, так как частота вращения положительна. Суммарный момент на валу двигателя определяется как $(-T_e - T_L)$ и имеет максимальное значение, что определяет значительно большую интенсивность торможения до нулевой частоты, чем интенсивность пуска на отрицательную, когда меняет знак реактивный момент и суммарный момент на валу двигателя составляет меньшее значение $(-T_e + T_L)$. Данные рассуждения подтверждаются при рассмотрении диаграммы частоты вращения после трёх секунд.

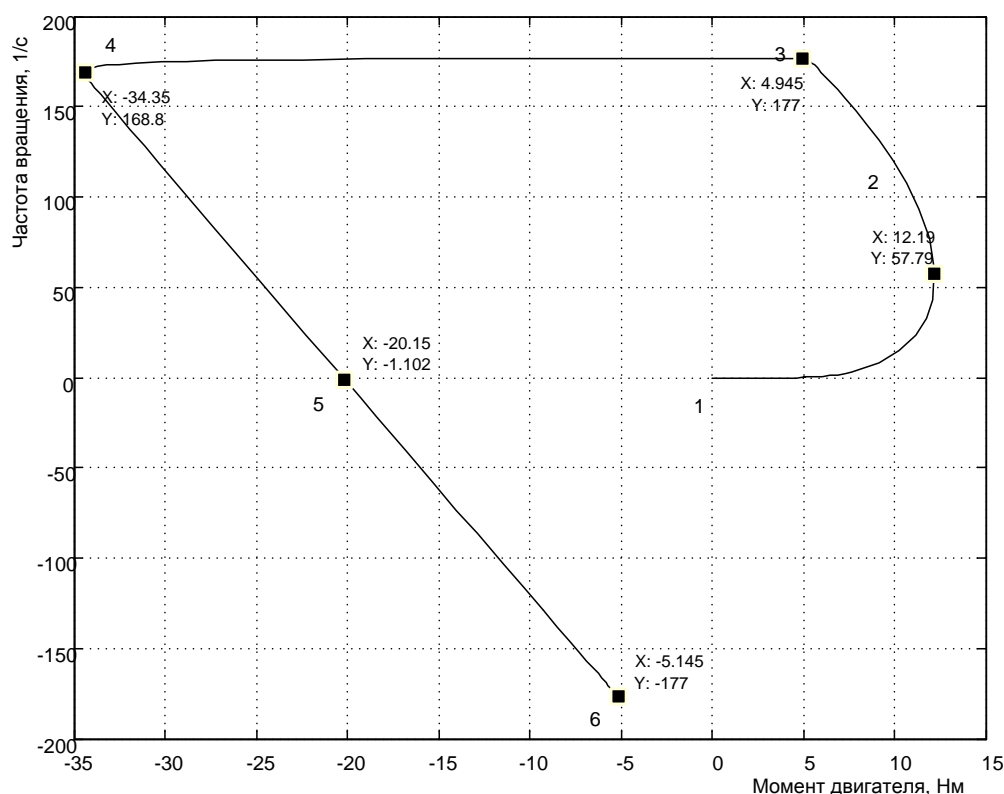


Рисунок 1.30 – Механические характеристики двигателя

На рисунке 1.30 представлены статические механические характеристики, построенные в процессе пуска – реверса двигателя. Участок 1 – 2 – 3 нелинейный, так как меняется ток возбуждения. Максимальное значение момента на этом участке составляет значение 12,29Нм, при пуске с установившемся значением тока возбуждения пусковой момент достигает примерно 20Нм. Поэтому включать в работу двигатель наиболее целесообразно с номинальным током возбуждения для достижения высокого быстродействия и снижения потерь при пуске. При достижении током возбуждения установившегося значения механическая характеристика двигателя принимает классический вид – прямая с наклоном, определяемым полным сопротивлением цепи обмотки якоря

(участки 4 – 5 противоточного торможения и 5 – 6 двигательного режима «назад»).

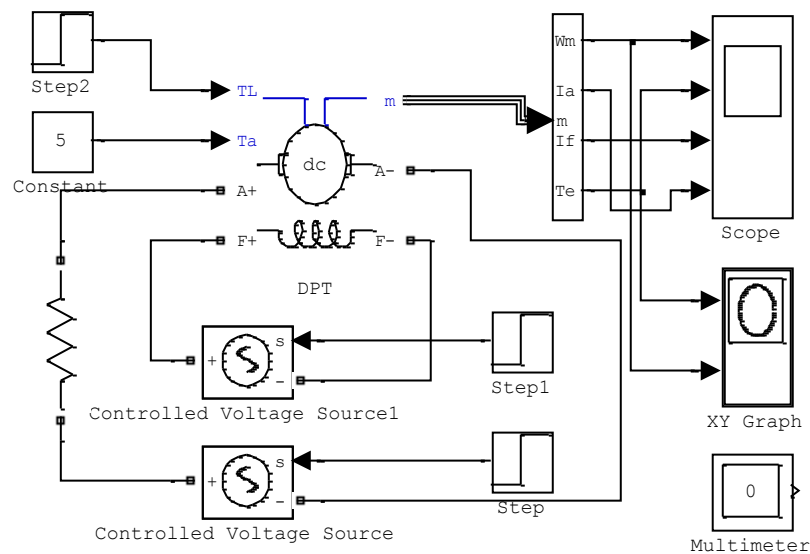


Рисунок 1.31 – Модель электропривода постоянного тока (Fig1_31)

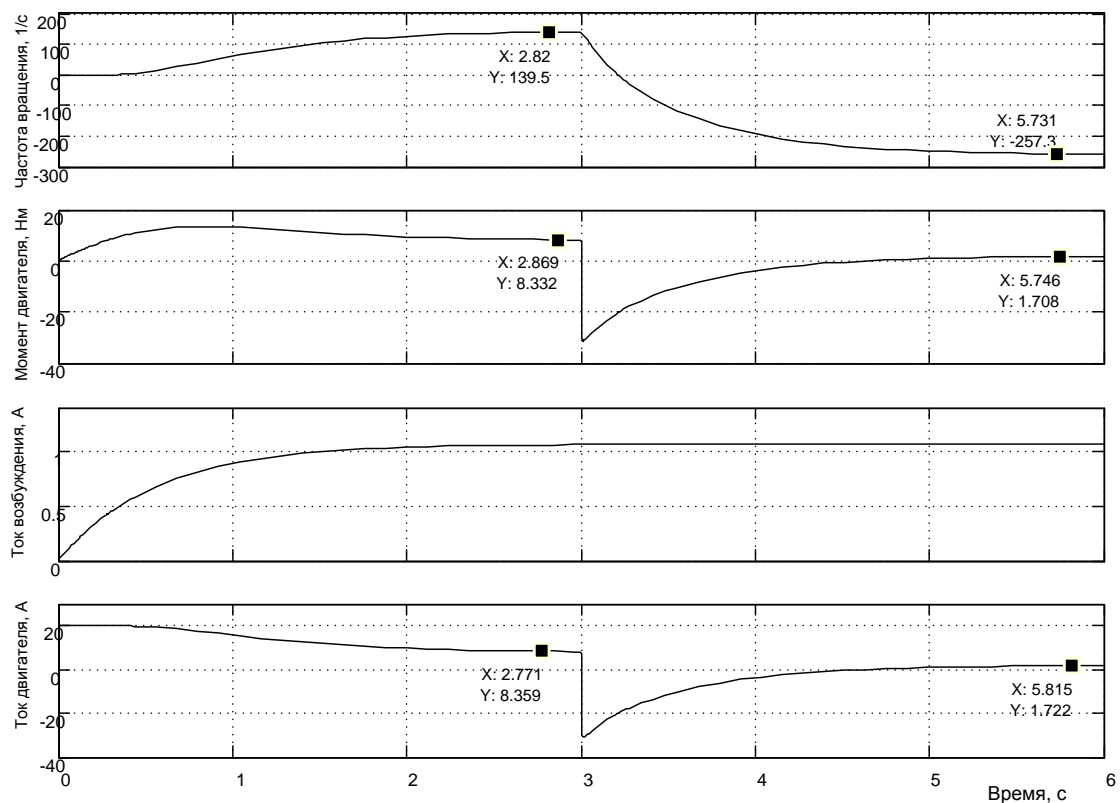


Рисунок 1.32 – Моделирование пуска – реверса двигателя с моментами:
 $T_L=3\text{Нм}$, $T_a=5\text{Нм}$

Одновременное воздействие реактивного и активного моментов нагрузки $T_L=3\text{Нм}$, $T_a=5\text{Нм}$ произведём на модели (рисунок 1.31), аналогичной ранее использовавшейся. Отличие модели, приведённой в файле *Fig1_31*, состоит в изменении порядка представления осциллограмм на диаграмме: частота вращения, момент двигателя, ток возбуждения и ток обмотки якоря.

Результаты моделирования представлены на рисунке 1.32.

Так как активный момент больше реактивного, то следует ожидать в начале пуска появление отрицательной частоты вращения (рисунок 1.33). Это вызвано нулевым начальным значением момента двигателя. Активный момент нагрузки $T_a=5\text{Нм}$ при нулевом двигателе определяет начало движения «назад». Как только появилась отрицательная частота вращения, появился отрицательный реактивный момент $T_L=-3\text{Нм}$ и, при текущем значении момента двигателя в два Нм и более, прекращается рост отрицательной частоты вращения и начинается её повышение до нулевого значения. Далее, нулевое значение сохраняется до момента времени, когда текущее значение момента двигателя T_e не превысит суммарное значение $T_a+T_L=5+3=8\text{Нм}$ (см. рисунок 1.32, первая и вторая осциллограммы).

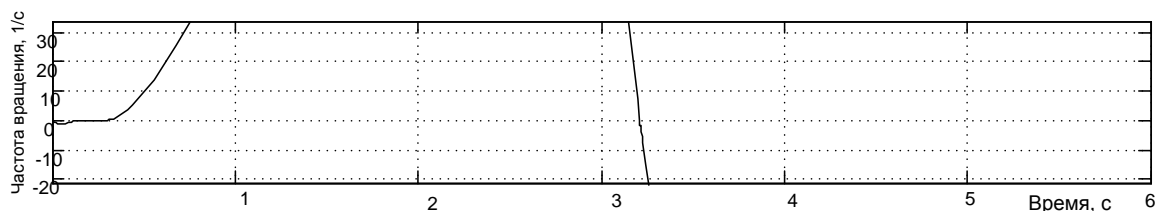


Рисунок 1.33 – Начальный фрагмент осциллограммы частоты вращения, приведённой на рисунке 1.32

Двигатель разгоняется до частоты вращения $139,5\text{ 1/с}$, развивает положительный момент $8,332\text{Нм}$, который, если представить возможность пуска более 3-х секунд, достигнет значения 8Нм . Двигатель преодолевает сумму моментов сопротивления $T_a+T_L=5+3=8\text{Нм}$. Уравнение равновесия моментов для установившегося режима имеет вид:

$$T_e - T_a - T_L = 0. \quad (1.9)$$

При пуске «вперёд» момент двигателя T_e – положительный, активный момент T_a по условию исследуемой задачи – положительный, знак реактивного момента T_L определяется по знаку частоты вращения – положительный. Из уравнения равновесия (1.9) следует: $T_e = T_a + T_L$. При положительных знаках моментов сопротивления при работе «вперёд» дви-

двигатель должен преодолевать момент сопротивления 8Нм. При работе двигателя «назад» знак активного момента не меняется, а реактивный меняет знак на отрицательный. Из уравнения равновесия следует: $T_e = T_a + T_L = 5 + (-3) = 2 \text{ Нм}$. По осциллограмме на рисунке 1.31 это значение составило плюс 1,722Нм, что означает работу двигателя в режиме генераторного торможения с частотой вращения минус 258,6 1/с (см. рисунок 1.34, т. 6) большей, чем частота вращения идеального холостого хода минус 238 1/с (т.5 на рисунке 1.34).

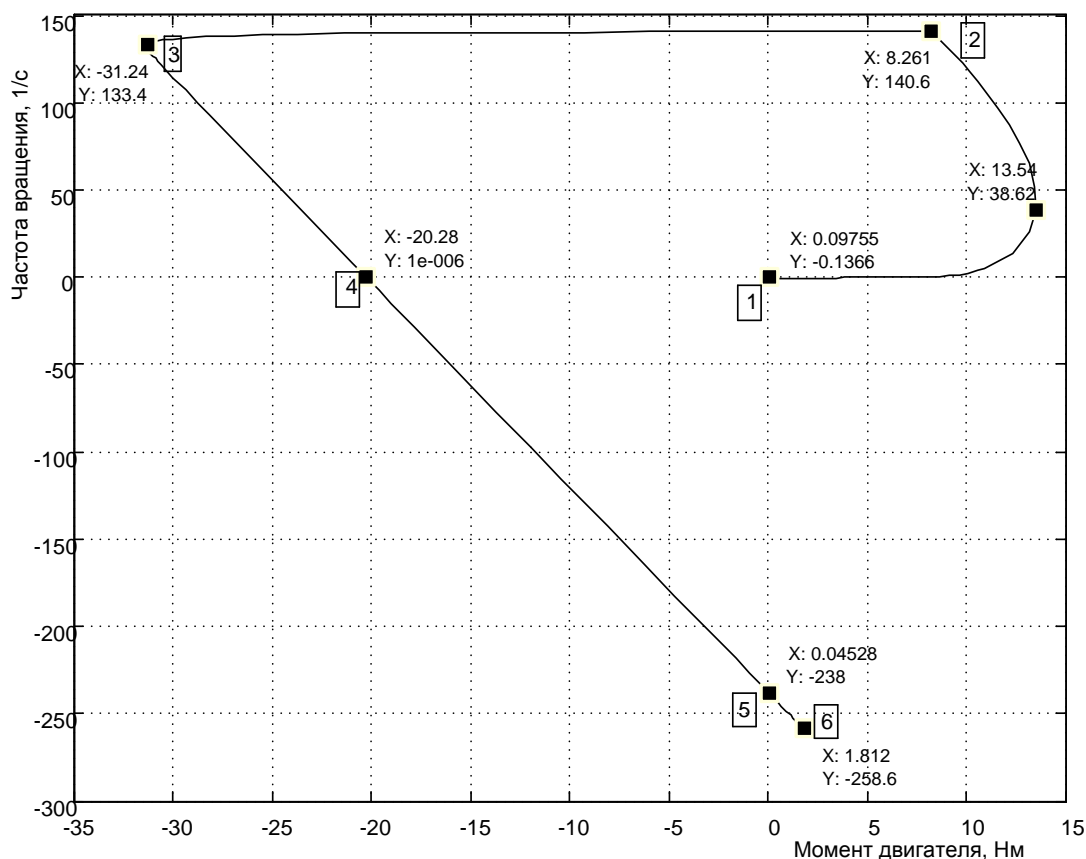


Рисунок 1.34 – Механические характеристики двигателя при пуске – реверсе с моментами нагрузки $T_L = 3 \text{ Нм}$, $T_a = 5 \text{ Нм}$

Особый интерес представляет случай равенства активного и реактивного моментов сопротивления ($T_L = 5 \text{ Нм}$, $T_a = 5 \text{ Нм}$) с позиции выполнения этого частного режима моделью двигателя постоянного тока. Откроем модель Fig1_31, занесём назначенные значения моментов сопротивления и выполним моделирование.

Прежде чем приступить к анализу полученных результатов, выскажем ряд соображений. Если предположить, что в начале пуска ($\omega = 0$) и реактивный момент $T_L = 0$, то за счет активного момента T_a , при нуле-

вом значении T_e , суммарный момент на валу двигателя $T_e - T_a < 0$ и двигатель начнет движение «назад». Однако, если бы это произошло, то появился реактивный момент отрицательного значения $T_L = -5 \text{ Нм}$ и суммарный момент на валу двигателя составил значение $T_e - T_a - T_L = T_e - 5 - (-5) = T_e \geq 0$. При пуске момент двигателя T_e увеличивается от нулевого значения. Следует предположить, что двигатель должен начать движение «вперёд». В этом случае знак реактивного момента станет положительным и составит $T_L = 5 \text{ Нм}$. Суммарный момент сопротивления $T_a + T_L = 5 + 5 = 10 \text{ Нм}$. Это означает, что движение «назад» невозможно, а движение «вперёд» начнётся тогда, когда текущее значение момента двигателя превысит суммарное сопротивление при движении «вперёд» 10 Нм . Модель успешно справилась с этой задачей, что видно по осциллограммам, полученным в ходе моделирования данной ситуации (рисунок 1.35).

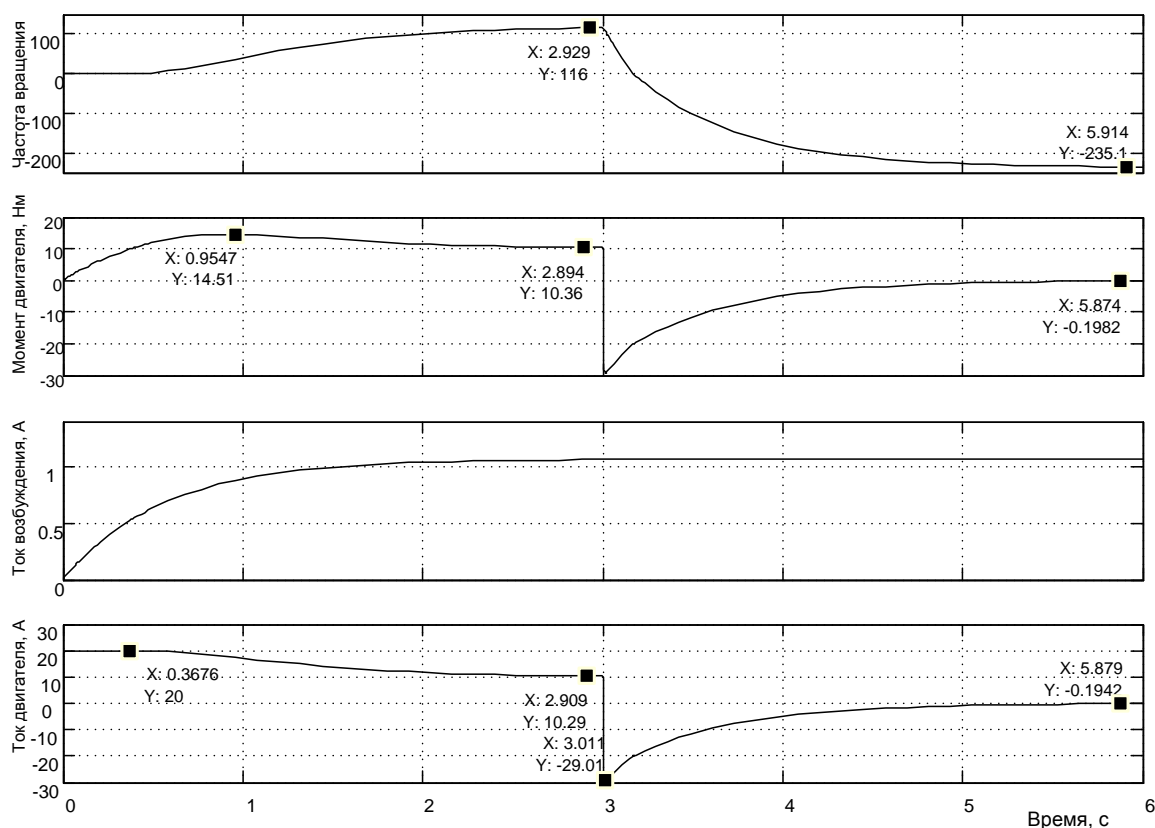


Рисунок 1.35 – Моделирование пуска – реверса двигателя с моментами: $T_L = 3 \text{ Нм}$, $T_a = 5 \text{ Нм}$

Для исключения толкования, что двигатель сделал попытку движения «назад», приведён увеличенный фрагмент начального участка осциллограммы частоты вращения (рисунок 1.36), где появление отрица-

тельной и положительной частоты вращения не зафиксировано во времени, пока момент двигателя был меньше 10Нм.

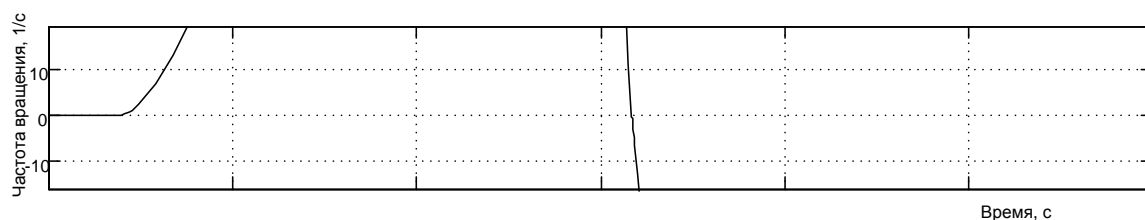


Рисунок 1.36 – Увеличенный фрагмент осциллограммы частоты вращения на начальном участке пуска

Двигатель разогнался «вперёд» до частоты вращения 116 1/с, преодолевая суммарный момент сопротивления, равный 10Нм (по осциллограмме на рисунке 1.35 – плюс 10,36Нм).

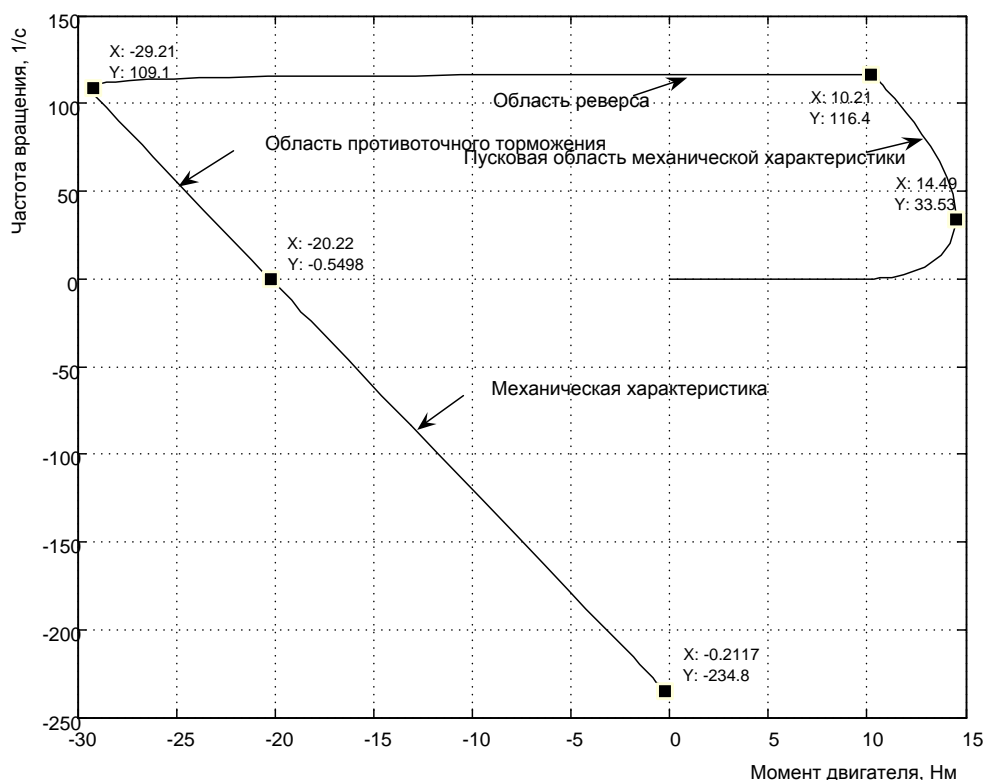


Рисунок 1.37 – Механические характеристики двигателя при пуске – реверсе с моментами нагрузки $T_L=5\text{Нм}$, $T_a=5\text{Нм}$

При реверсе «назад» двигатель интенсивно затормозился до нулевой частоты, так как суммарный момент составлял 10Нм (см. рисунок 1.35). Пуск на отрицательную частоту вращения («назад») осуществляется при суммарном моменте сопротивления, равным нулевому значе-

нию, т.е. в холостую (активный момент уравнивается реактивным моментом сопротивления, изменившим знак вместе с частотой вращения). Частота вращения достигает примерно частоты холостого хода – минус 235,1 1/с, а момент двигателя – минус 0,1982 Нм.

На рисунке 1.37 показаны механические статические характеристики, рассчитанные по динамическому режиму, поэтому они несколько отличаются от приведённых в технической и учебной литературе. Отличие данной характеристики от выше приведённых состоит в том, что в зависимости от параметров нагрузки максимальный момент при пуске «вперёд» составил 14,49 Нм.

Таким образом, исследования разработанной виртуальной модели двигателя постоянного тока в Simulink подтвердили её работоспособность с любым сочетанием активных и реактивных моментов сопротивления. Использование данной модели двигателя позволяет моделировать все возможные режимы работы с любым видом нагрузки.

Предлагается читателю данной работы проверить работу двигателя по схеме на рисунке 1.31 отдельно с реактивным моментом сопротивления 25 Нм и отдельно с активным моментом сопротивления минус 25 Нм.

1.2 Машина переменного тока (асинхронная)

1.2.1 Математическое описание обобщенной асинхронной машины

1.2.1.1 Пространственный вектор трёхфазной системы и преобразование координат

1.2.1.1.1 Метод пространственного вектора

Токи и напряжения фаз статора (ротора тоже) асинхронного двигателя можно представить в виде пространственного вектора [4], что приводит к сокращению числа и упрощению структуры уравнений, описывающих рабочие процессы асинхронного двигателя.

В общем случае на трёхфазной обмотке статора действует трёхфазная система напряжений:

$$\begin{aligned}\vec{U}_A &= U_m \sin \omega t, \\ \vec{U}_B &= U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \\ \vec{U}_C &= U_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}).\end{aligned}\tag{1.10}$$

Суммарный вектор напряжения можно представить в виде:

$$\vec{U}_{\Sigma} = \vec{U}_A + \vec{U}_B + \vec{U}_C.$$

Если ось A координатной системы A, B, C совместить с вещественной осью комплексной плоскости, расположенной перпендикулярно валу машины, то пространственный (обобщенный) вектор напряжения на обмотках статора асинхронного двигателя определяется уравнением:

$$\vec{U}_S = \frac{2}{3} \vec{U}_{\Sigma} = \frac{2}{3} (\vec{U}_A + a \vec{U}_B + a^2 \vec{U}_C), \quad (1.11)$$

где $\vec{U}_A, \vec{U}_B, \vec{U}_C$ – мгновенные значения фазных напряжений (1.10);
 a – оператор поворота.

$$\begin{aligned} a &= e^{j2\pi/3} = -1/2 + j\sqrt{3}/2, \\ a^2 &= e^{j4\pi/3} = e^{-j2\pi/3} = -1/2 - j\sqrt{3}/2. \end{aligned} \quad (1.12)$$

Подставим в формулу для пространственного вектора (1.11) выражения (1.10) и (1.12):

$$\vec{U}_S = \frac{2}{3} \left[\begin{aligned} &U_m \sin \omega t + (-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}) U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \\ &+ (-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}) U_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right]. \quad (1.13)$$

При преобразовании полученного выражения использованы следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \sin(\omega t \pm \frac{2\pi}{3}) &= \sin \omega t \cos(\frac{2\pi}{3}) \pm \cos \omega t \sin(\frac{2\pi}{3}), \\ \cos(\frac{2\pi}{3}) &= -\frac{1}{2}, \quad \sin(\frac{2\pi}{3}) = \frac{\sqrt{3}}{2}. \end{aligned} \quad (1.14)$$

После преобразования (1.13) получим:

$$\vec{U}_S = U_m (\sin \omega t - j \cos \omega t). \quad (1.15)$$

Приведем полученное комплексное выражение к стандартной тригонометрической форме, заменив $\sin \omega t = \cos(\pi/2 - \omega t)$ и $\cos \omega t = \sin(\pi/2 - \omega t)$:

$$\vec{U}_S = U_m [\cos(\pi/2 - \omega t) - j \sin(\pi/2 - \omega t)]. \quad (1.16)$$

Переведем полученное выражение из тригонометрической формы в показательную:

$$\vec{U}_S = U_m e^{-j(\pi/2 - \omega t)} = U_m e^{j(\omega t - \pi/2)}, \quad (1.17)$$

что указывает на возникновение постоянной по амплитуде U_m пространственной волны напряжения, вращающейся в положительном направлении с частотой ω . Начальное положение пространственного вектора при $t=0$ соответствует углу $(-\pi/2)$, что позволяет получить его проекции при вращении на оси A , B , C , изменяющиеся в соответствии с формулами (1.10).

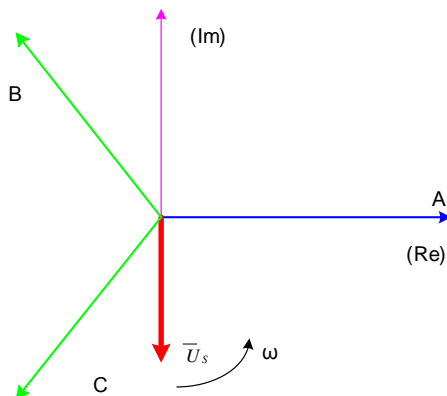


Рисунок 1.38 – Пространственный вектор напряжения

На рисунке 1.38 представлена геометрическая интерпретация пространственного вектора напряжения – это вектор на комплексной плоскости с модулем (длиной) U_m , вращающийся с угловой скоростью ω в положительном направлении. Проекции вектора \vec{U}_s на фазные оси A , B , C определяют мгновенные напряжения в фазах. Аналогично пространственными векторами можно представить все напряжения, токи и потокоцепления, входящие в уравнения, описывающие работу асинхронного двигателя.

1.2.1.1.2 Преобразование трёхфазной в двухфазную систему

При построении реальных систем электропривода переменного тока, как асинхронных, так и синхронных, практически всегда в систему управления включают преобразователи фаз 3/2 и 2/3 [2].

Первый (3/2) преобразовывает фазные напряжения трёхфазной системы в напряжения двухфазной системы в координатах α , β . Отметим, что как трёхосная координатная система A , B , C , так и двухосная α , β являются неподвижными системами. Пространственный вектор изображает результат совместного действия трёхфазной системы токов любой эквивалентной m – фазной и, в частности, двухфазной системы. Переход к двухфазной системе в математическом отношении эквива-

лентен рассмотрению пространственного вектора в новой прямоугольной системе координат α, β . Физический смысл такого преобразования координат состоит в замене реальной трёхфазной машины эквивалентной двухфазной моделью, характеризующейся тем же значением пространственного вектора. Такая замена переменных широко используется при математическом исследовании электрических машин с целью упрощения систем дифференциальных уравнений электрического равновесия статорных и роторных цепей.

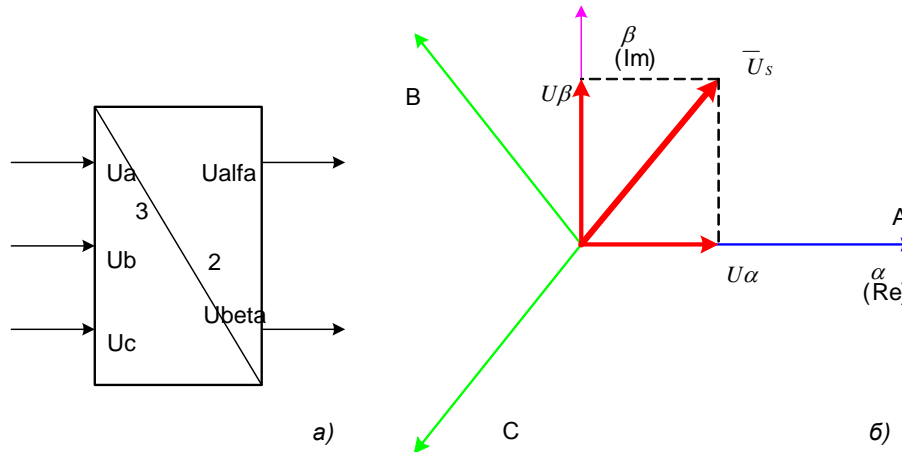


Рисунок 1.39 – Преобразование координат: а) условное графическое обозначение преобразователя; б) координаты

Преобразователь (3/2) осуществляет преобразование трёхфазных напряжений U_A, U_B, U_C (1.10) в двухфазные напряжения U_α, U_β в соответствии с выражениями (1.11) и (1.12):

$$\begin{aligned}\bar{U}_s &= U_\alpha + jU_\beta = \frac{2}{3}(U_A + \bar{a}U_B + a^2U_C) = \\ &= \frac{2}{3}\left[U_A + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)U_B + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)U_C\right].\end{aligned}\quad (1.18)$$

После преобразования (1.18) получим

$$\begin{aligned}U_\alpha &= 2[U_A - (U_B + U_C)/2]/3, \\ U_\beta &= (U_B - U_C)/\sqrt{3}.\end{aligned}\quad (1.19)$$

При этом следует иметь в виду, что фазная ось α прямоугольной (двухфазной) системы совмещена с фазной осью A трёхфазной системы (рисунок 1.39,б).

На рисунке 1.40 показана модель преобразователя (3/2) в Simulink (Matlab) [2].

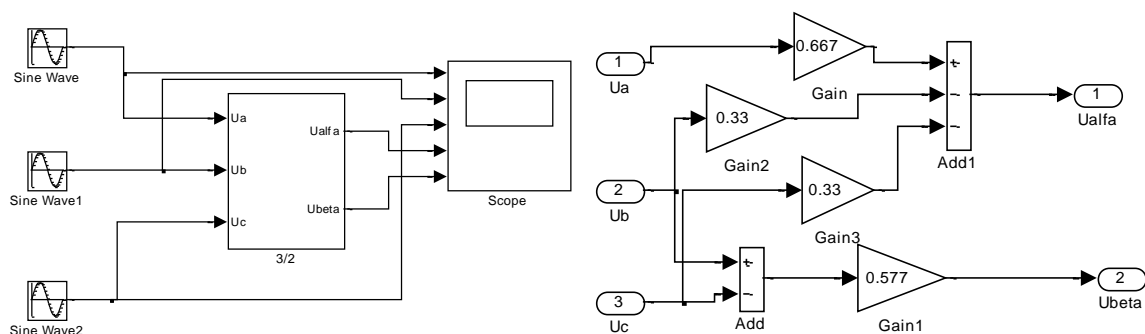


Рисунок 1.40 – Модель преобразователя (3/2) (Fig1_40)

На рисунке 1.41 показан результат преобразования трёхфазного напряжения в двухфазное.

На рисунке 1.41 показан результат преобразования трёхфазного напряжения в двухфазное. Амплитуда напряжения принята $U_m=1\text{В}$, частота $\omega=314\text{рад/сек}$ ($f=50\text{Гц}$). Не трудно отметить, что пространственный вектор напряжения в координатах α , β описывается выражением (1.15), полученным для трёхфазной системы напряжений $\vec{U} = U_m(\sin\omega t - j\cos\omega t)$. Из (1.15) следует, что в двухфазной системе напряжения вычисляются, как $U_\alpha = U_m \sin\omega t$ и $U_\beta = -U_m \cos\omega t$. Результаты расчета напряжений U_α и U_β на модели позволяют сделать вывод, что пространственный вектор для трёхфазной и эквивалентной двухфазной систем одинаков и имеет выражение $\vec{U}_s = U_m e^{j(\omega t - \pi/2)}$.

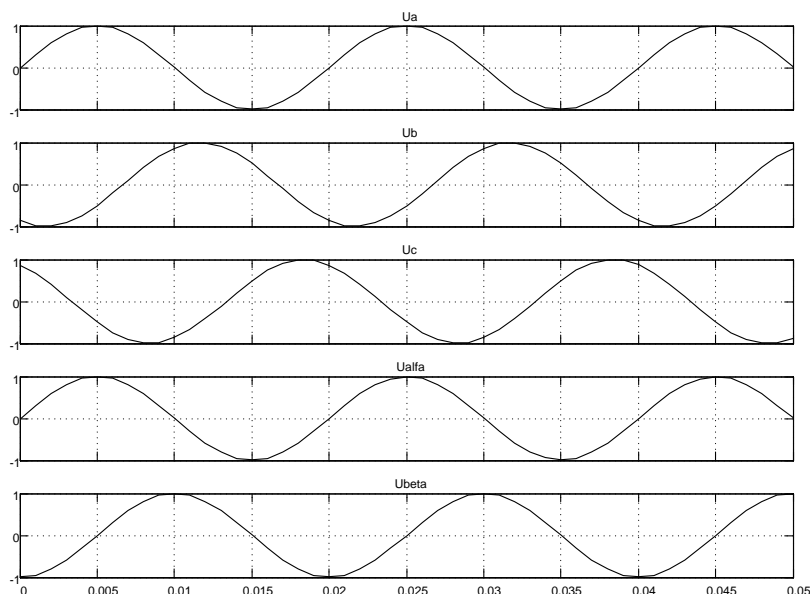


Рисунок 1.41 – Результаты преобразования 3-хфазной системы напряжений ($U_m=1\text{В}$, $f=50\text{Гц}$) на модели, показанной на рисунке 1.40

1.2.1.1.3 Преобразователь двухфазной системы в трёхфазную

При разработке преобразователя (2/3) следует иметь в виду, что фазный вектор трехфазной системы $\vec{U}_A, \vec{U}_B, \vec{U}_C$ представляет проекцию пространственного вектора \vec{U}_S на оси A, B, C . Выражения для фазных напряжений $\vec{U}_A, \vec{U}_B, \vec{U}_C$ представляют действительную часть проекции пространственного вектора \vec{U}_S на фазные оси A, B, C .

В соответствии с этим, имеем [2]:

$$\vec{U}_A = \text{Re}(U_S) = \text{Re}(U_\alpha + jU_\beta) = U_\alpha,$$

$$\vec{U}_B = \text{Re}(\bar{a} \cdot U_S) = \text{Re}\left[\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)(U_\alpha + jU_\beta)\right] = -\frac{1}{2}U_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta, \quad (1.20)$$

$$\vec{U}_C = \text{Re}(\bar{a}^2 \cdot U_S) = \text{Re}\left[\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)(U_\alpha + jU_\beta)\right] = -\frac{1}{2}U_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta$$

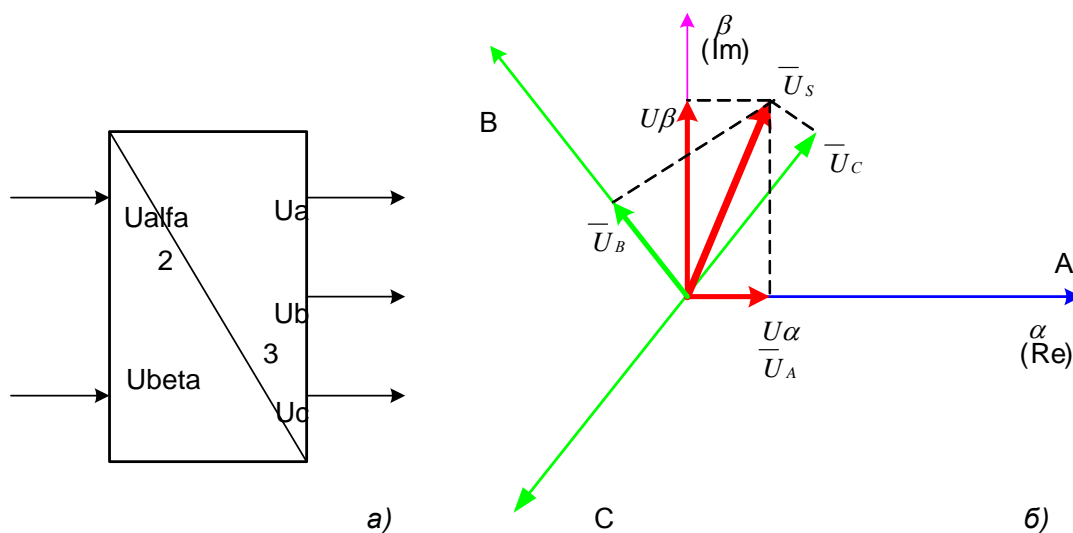


Рисунок 1.42 – Графическая интерпретация работы преобразователя (2/3):
а) условное графическое изображение преобразователя (2/3), б) преобразование координат

На рисунке 1.42 показан процесс графического формирования мгновенного состояния векторов фазных напряжений $\vec{U}_A, \vec{U}_B, \vec{U}_C$ для произвольного положения пространственного вектора \vec{U}_S .

Полученные выражения (1.20) использованы при разработке модели преобразователя фаз (2/3) в *Matlab* [2], показанной на рисунке 1.43.

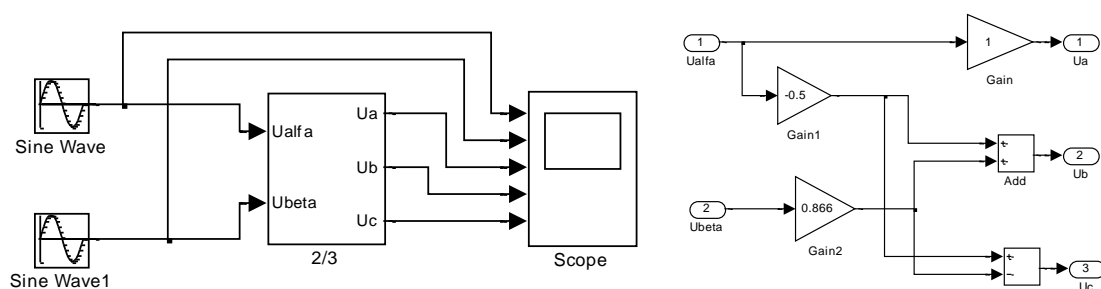


Рисунок 1.43 – Модель преобразователя фаз с раскрытой подсистемой 2/3 (Fig1_43)

На рисунке 1.44 показаны результаты моделирования эквивалентного обратного преобразования двухфазной системы в трёхфазную. Так же амплитудное напряжение $U_m=1\text{В}$ и частота 50Гц. На выходе получена трёхфазная система напряжений с прямым чередованием фаз.

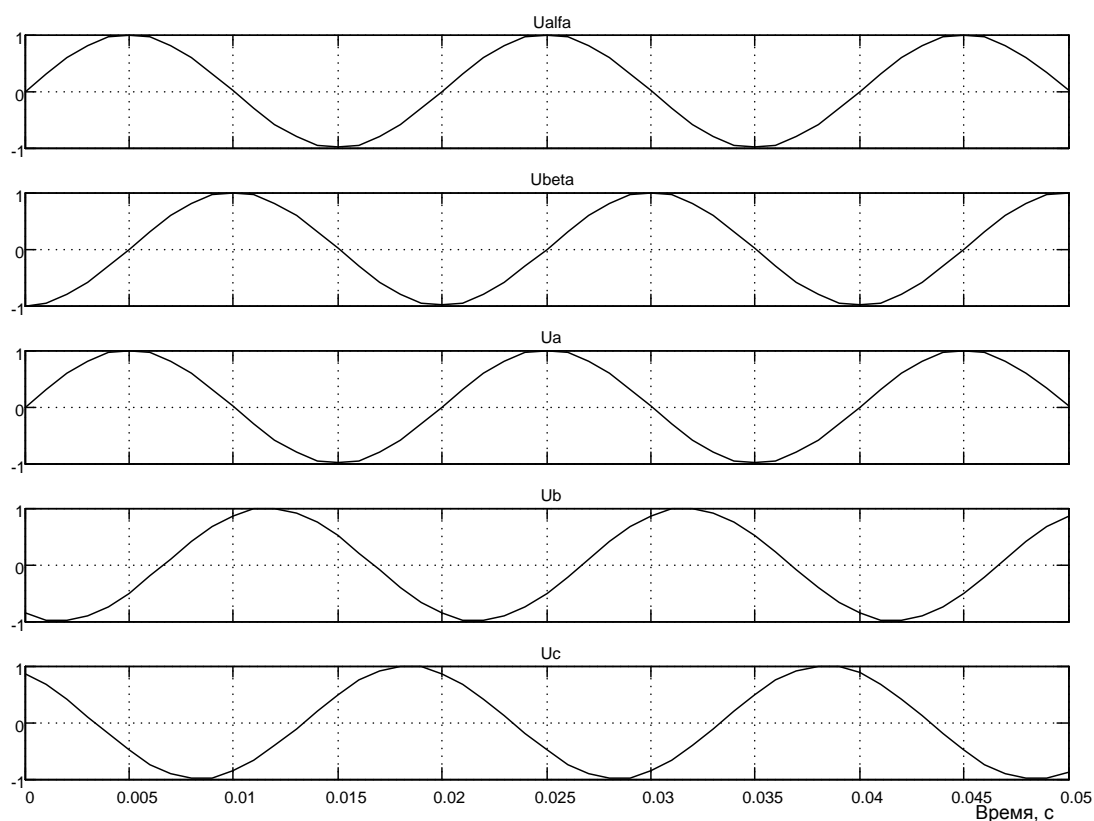


Рисунок 1.44 – Результаты моделирования работы преобразователя фаз (2/3)

1.2.1.1.4 Вращающаяся система координат

Вращающаяся система координат в общем случае может перемещаться относительно неподвижной с произвольной скоростью ω_k . Мгновенное положение такой системы координат относительно неподвижной определяется углом γ между вещественными осями систем координат. Положение пространственного вектора напряжения во вращающейся системе координат можно определить путем его поворота на угол γ против направления вращения. Поэтому между выражениями пространственного вектора \vec{U}_S в неподвижной и \vec{U}_{Sk} во вращающейся системах координат имеют место следующие соотношения [2]:

$$\vec{U}_{Sk} = \vec{U}_S e^{-j\gamma}; \quad \vec{U}_S = \vec{U}_{Sk} e^{j\gamma} \quad (1.21)$$

Математическая основа преобразования координат поясняется на рисунке 1.45.

В неподвижной системе координат (α, β) пространственный вектор напряжения может быть представлен в алгебраической и показательной форме $\vec{U}_S = U_\alpha + jU_\beta = U_m e^{j\varphi}$.

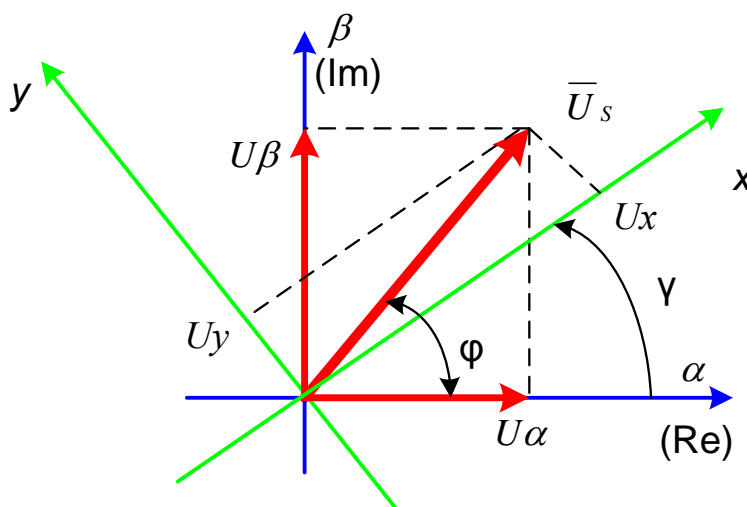


Рисунок 1.45 – Преобразование координат

Аналогично в системе вращающихся координат (x, y) тот же самый вектор может быть представлен в виде:

$$\begin{aligned} \vec{U}_{Sk} &= U_x + jU_y = U_m e^{j(\varphi-\gamma)} = \vec{U}_S e^{-j\gamma} = \\ &= (U_\alpha + jU_\beta) \cos\gamma - j(U_\alpha + jU_\beta) \sin\gamma = \quad . \quad (1.22) \\ &= (U_\alpha \cos\gamma + U_\beta \sin\gamma) + j(U_\beta \cos\gamma - U_\alpha \sin\gamma) \end{aligned}$$

Из выражения (1.22) получаем уравнения перехода от неподвижной системы координат к вращающейся:

$$U_x = U_\alpha \cos \gamma + U_\beta \sin \gamma, \quad U_y = U_\beta \cos \gamma - U_\alpha \sin \gamma. \quad (1.23)$$

Аналогично получаем уравнения перехода от вращающейся системы координат к неподвижной с учетом (1.21):

$$\begin{aligned} \vec{U}_s = U_\alpha + jU_\beta = \vec{U}_{sk} e^{j\gamma} &= (U_x + jU_y) \cos \gamma + j(U_x + jU_y) \sin \gamma = \\ &= (U_x \cos \gamma - U_y \sin \gamma) + j(U_y \cos \gamma + U_x \sin \gamma). \end{aligned}$$

Тогда

$$U_\alpha = U_x \cos \gamma - U_y \sin \gamma, \quad U_\beta = U_y \cos \gamma + U_x \sin \gamma. \quad (1.24)$$

На рисунке 1.46 представлена модель преобразователя неподвижной системы координат во вращающуюся, реализованную по уравнениям (1.23). На вход модели поданы проекции пространственного вектора напряжения на оси (α, β) в виде синусоидальных напряжений частоты 314 рад/сек и текущий угол поворота координатной оси от блока Integrator. Угол $\gamma = \omega_k t$, где ω_k представляет частоту вращения системы координат. Частота вращения в рад/сек задаётся константой на входе интегратора. Следует заметить, что в этом случае на вход модели подаются синусоидальные функции времени с частотой 314 рад/сек в неподвижной системе координат и задаётся вращение координат с частотой 314 рад/сек. Следовательно, на выходах U_x , U_y должны получиться неподвижные векторы, характеризуемые постоянными величинами на выходах U_x и U_y . Преобразователь координат реализован в блоке *Subsystem*, содержание которого представлено на рисунке 1.46.

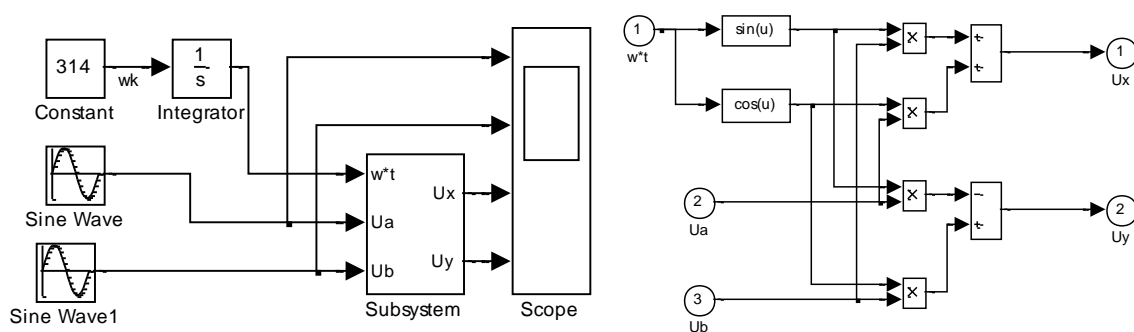


Рисунок 1.46 – Модель преобразователя из неподвижной системы координат во вращающуюся, схема *Subsystem* (Fig1_46)

На рисунке 1.47 представлены результаты моделирования. На экране осциллооскопа представлены синусоидальные напряжения U_a и U_b в неподвижной системе и постоянные напряжения $U_x=0$, $U_y=-1$ во вращающейся, подтверждающие предположение, сделанное выше.

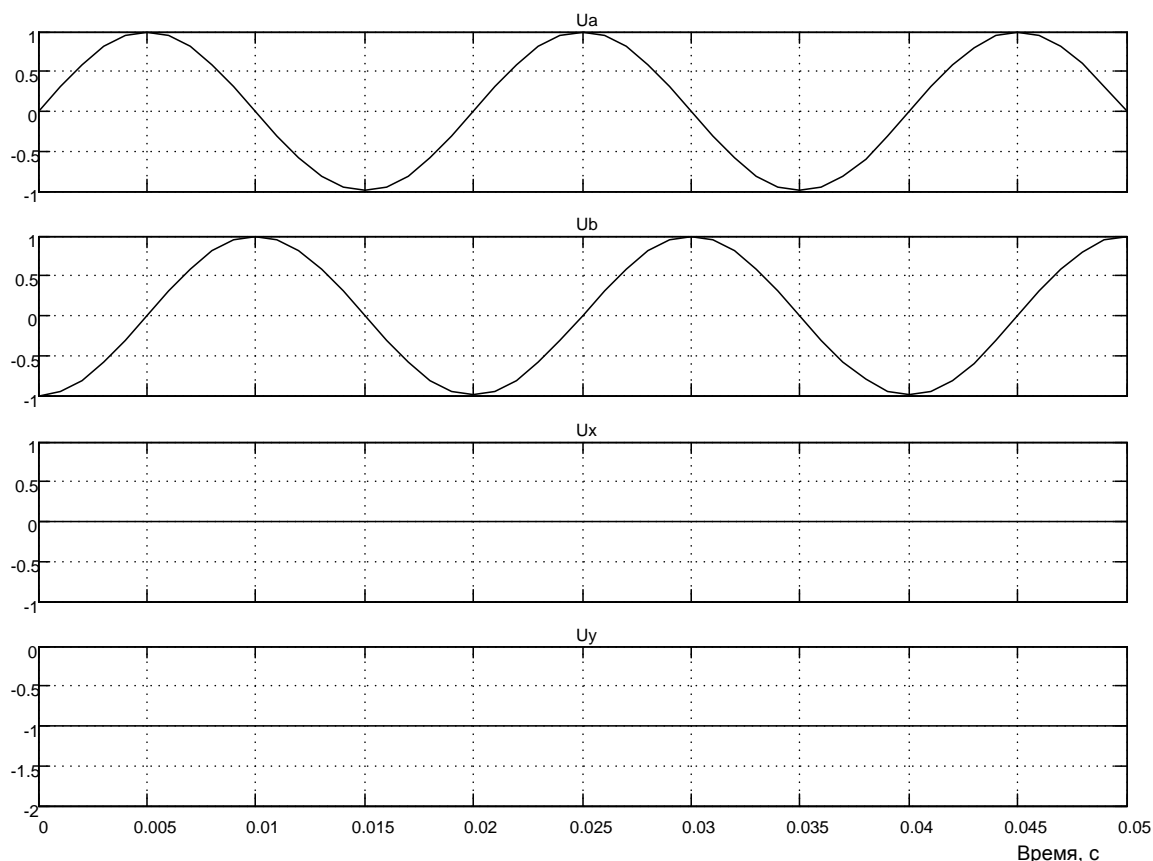


Рисунок 1.47 – Результаты моделирования

Если частоту вращения координат ω_k задать отличной от частоты входного напряжения, то на выходе преобразователя появляются синусоидальные напряжения разностной частоты $\omega - \omega_k$. Следовательно, пространственный вектор вращается во вращающейся системе координат с частотой $\omega - \omega_k$.

Аналогичная модель строится и для преобразования переменных в вращающейся системе координат в неподвижную в соответствии с уравнениями (1.24) [2].

На рисунке 1.48 представлена модель преобразователя вращающейся системы координат в неподвижную, реализованную по уравнениям (1.24). На вход модели поданы проекции пространственного вектора напряжения на вращающиеся оси (x , y) и текущий угол поворота системы координат. На выходе модели получены составляющие пространственного вектора (U_a , U_b) в неподвижной системе координат. Преобразователь координат реализован в блоке Subsystem, содержание которого представлено на рисунке 1.48.

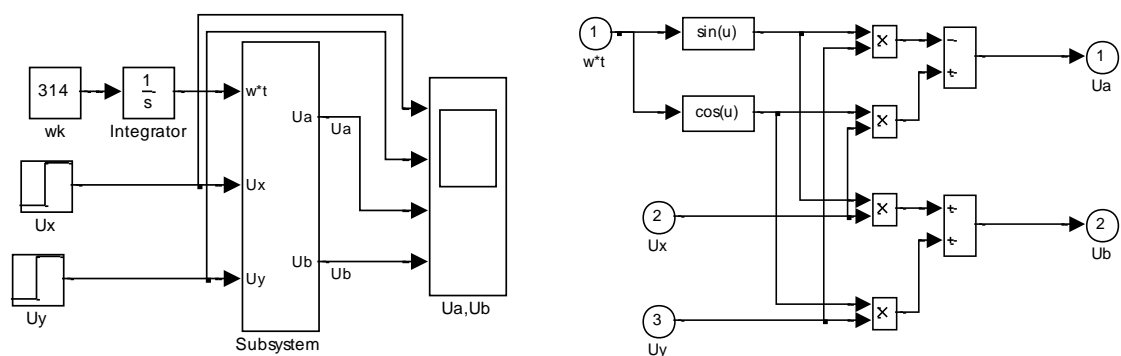


Рисунок 1.48 – Модель преобразователя вращающихся координат в неподвижные, схема блока Subsystem (Fig1_48)

На рисунке 1.49 представлены результаты моделирования. Напряжения U_a , U_b видны на экране осциллооскопа. Следует заметить, что в этом случае на вход интегратора подаётся сигнал частоты вращения координат 314 !/с, и на выходе получаютcя синусоидальные напряжения частотой 50Гц.

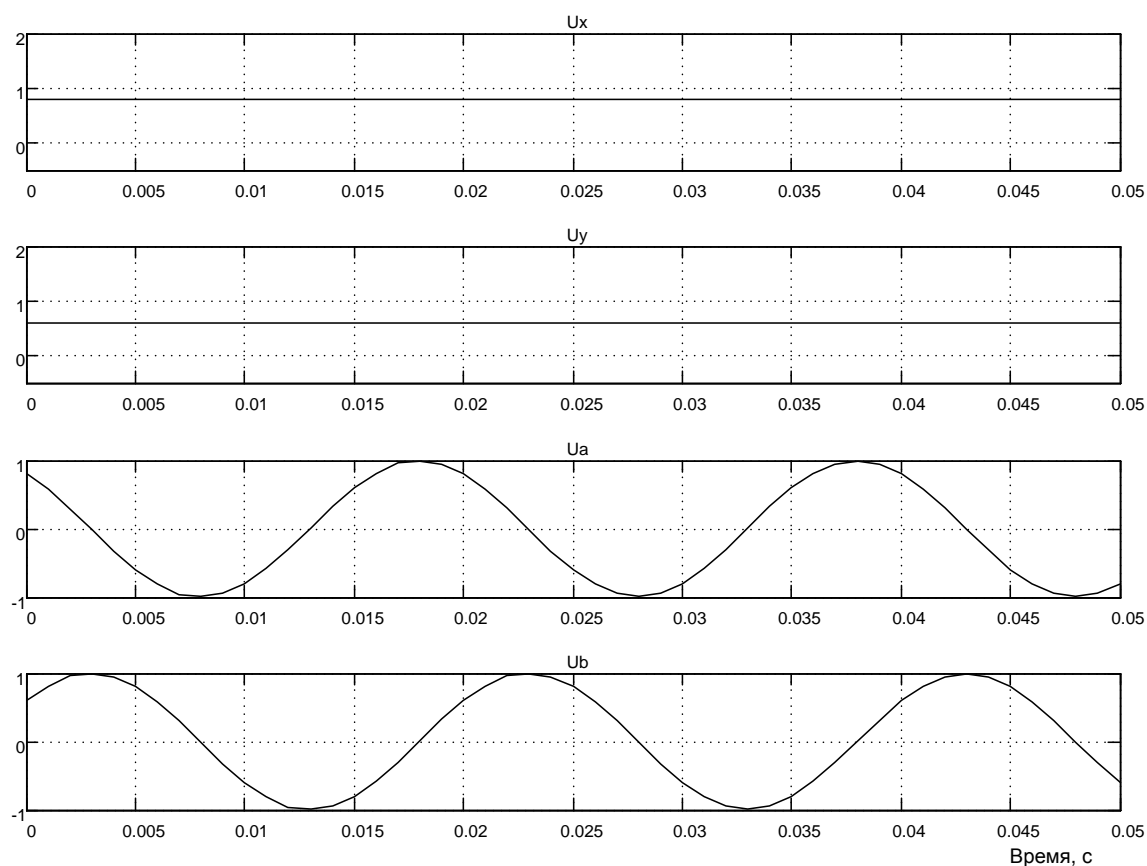


Рисунок 1.49 – Результат моделирования процесса преобразования вращающихся координат в неподвижные

1.2.1.1.5 Использование пространственного вектора при математическом описании рабочих процессов в машине переменного тока

Между выражениями пространственного вектора \vec{U}_S в неподвижной и \vec{U}_{Sk} во вращающейся системах координат имеют место соотношения (1.21)

Второе уравнение (1.21) используется обычно для замены переменных при переходе к новой системе координат, а первое – для выражения в новой системе координат возмущающих функций, описанных переменными прежней системы.

Например, уравнение электрического равновесия цепи статора, записанное через обобщенные векторы напряжений, токов и потокосцеплений в неподвижной системе координат, имеет вид:

$$\vec{U}_S = r\vec{i}_S + \frac{d\vec{\Psi}_S}{dt}, \quad (1.25)$$

где $\vec{U}_S = U_m e^{j\omega_0 t}$,

а ω_0 – угловая частота питающей сети.

То же уравнение в системе координат, вращающейся со скоростью ротора ω_r , когда $\omega_k = \omega_r$ и $\gamma = \omega_r t$, согласно второго уравнения (1.21):

$$\begin{aligned} \vec{U}_S &= \vec{U}_{Sk} e^{j\omega_r t}; \\ \vec{i}_S &= \vec{i}_{Sk} e^{j\omega_r t}; \\ \vec{\Psi}_S &= \vec{\Psi}_{Sk} e^{j\omega_r t} \end{aligned}$$

будет иметь вид:

$$\vec{U}_{Sk} e^{j\omega_r t} = r\vec{i}_{Sk} e^{j\omega_r t} + \frac{d(\vec{\Psi}_{Sk} e^{j\omega_r t})}{dt}. \quad (1.26)$$

Распишем производную сложной функции

$$\frac{d(\vec{\Psi}_{Sk} e^{j\omega_r t})}{dt} = j\omega_r \vec{\Psi}_{Sk} e^{j\omega_r t} + e^{j\omega_r t} \frac{d\vec{\Psi}_{Sk}}{dt}$$

и подставим в выражение (1.26):

$$\vec{U}_{Sk} e^{j\omega_r t} = r\vec{i}_{Sk} e^{j\omega_r t} + j\omega_r \vec{\Psi}_{Sk} e^{j\omega_r t} + e^{j\omega_r t} \frac{d\vec{\Psi}_{Sk}}{dt}.$$

Сократив левую и правую часть полученного выражения на $e^{j\omega_k t}$, окончательно получим уравнение электрического равновесия во вращающейся системе координат

$$\vec{U}_{Sk} = r \dot{i}_{Sk} + \frac{d\vec{\Psi}_{Sk}}{dt} + j\omega_r \vec{\Psi}_{Sk}, \quad (1.27)$$

где \vec{U}_{Sk} согласно первого выражения (1.21) следует определить как

$$\vec{U}_{Sk} = \vec{U}_S e^{-j\omega_r t} = U_m e^{j\omega_0 t} e^{-j\omega_r t} = U_m e^{j(\omega_0 - \omega_r)t}. \quad (28)$$

В приведенном уравнении (1.27) индекс k указывает на замену переменных в связи с переходом к новой системе координат. В дальнейшем, если переход к новой системе координат поясняется сопровождающим текстом, индекс k для упрощения записи будет опущен. При этом пространственный вектор будет определен как выражение (1.28).

1.2.1.1.6 Выводы

В теории электромагнитных переходных процессов электрических машин применяются обычно три координатные системы, являющиеся частными случаями координатной системы, вращающейся с произвольной скоростью ω_k : система координат d, q , неподвижная относительно ротора и вращающаяся вместе с ротором ($\omega_k = \omega_r$); система координат α, β неподвижная относительно статора ($\omega_k = 0$); система координат x, y вращающаяся в пространстве с произвольной скоростью ω_k . Замена переменных в уравнениях электрического равновесия машины производится с целью избавления от периодически изменяющихся коэффициентов в уравнениях потокосцеплений. Достижение поставленной цели возможно только в том случае, если новая система координат неподвижна относительно цепей, обладающих электрической или магнитной несимметрией.

Поэтому систему координат d, q используют преимущественно для исследования режимов синхронных машин, а систему α, β – для исследования режимов асинхронных машин. Систему координат x, y целесообразно использовать только для исследования симметричных режимов асинхронных машин, если ее применение приводит к упрощению описаний возмущающих воздействий. Например, пространственный вектор питающего двигателя напряжения в системе координат α, β имеет вид:

$$\vec{U}_S = U_m e^{j\omega_0 t},$$

а при переходе к системе координат x, y , вращающейся со скоростью $\omega_k = \omega_0$, это напряжение согласно (1.21), преобразуется к виду $\vec{U}_S = U_m$.

1.2.1.2 Обобщенная асинхронная машина

1.2.1.2.1 Описание в абсолютных единицах

Обобщенная асинхронная машина показана на рисунке 1.50. Она содержит трехфазную обмотку на статоре и трехфазную обмотку на роторе. Обмотки статора и ротора подключены к симметричным трехфазным источникам напряжения. Уравнения равновесия э.д.с. на обмотках статора и ротора базируются на втором законе Кирхгофа [2].

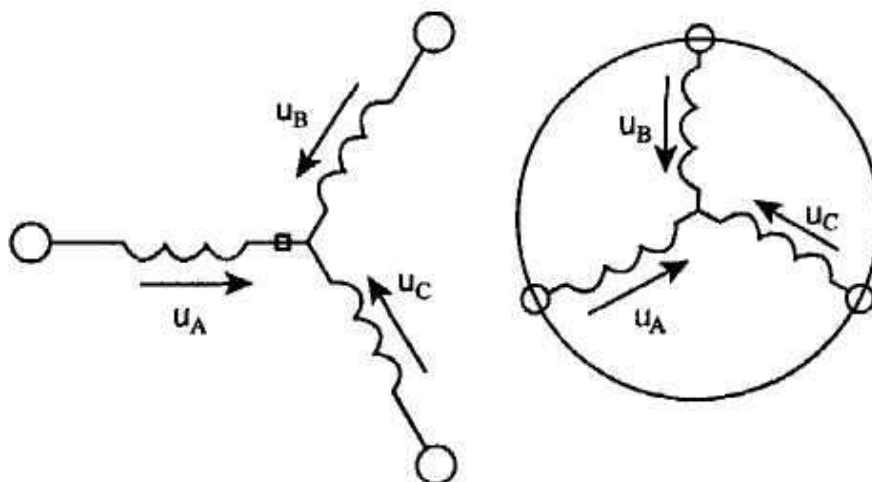


Рисунок 1.50 – Обобщенная асинхронная машина

Для статора	Для ротора	
$u_A = R_A i_A + \frac{d\Psi_A}{dt},$	$u_a = R_a i_a + \frac{d\Psi_a}{dt},$	(1.29)
$u_B = R_B i_B + \frac{d\Psi_B}{dt},$	$u_b = R_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt},$	
$u_C = R_C i_C + \frac{d\Psi_C}{dt},$	$u_c = R_c i_c + \frac{d\Psi_c}{dt}.$	

В уравнениях (1.29) фигурируют мгновенные напряжения, токи и потокоцепления статора и ротора, а также активные сопротивления обмоток. Обычно обмотки выполняются симметричными, и поэтому $R_A=R_B=R_C=R_S$ – активное сопротивление статорной обмотки, $R_a=R_b=R_c=R_R$ – активное сопротивление роторной обмотки.

Вторым используемым законом является закон Ампера, который связывает потокоцепления обмоток с токами, протекающими по обмоткам:

Для статора

$$\begin{aligned}\Psi_A &= L_{AA}i_A + L_{AB}i_B + L_{AC}i_C + L_{Aa}i_a + L_{Ab}i_b + L_{Ac}i_c, \\ \Psi_B &= L_{BA}i_A + L_{BB}i_B + L_{BC}i_C + L_{Ba}i_a + L_{Bb}i_b + L_{Bc}i_c, \\ \Psi_C &= L_{CA}i_A + L_{CB}i_B + L_{CC}i_C + L_{Ca}i_a + L_{Cb}i_b + L_{Cc}i_c.\end{aligned}\quad (1.30)$$

Для ротора

$$\begin{aligned}\Psi_a &= L_{aA}i_A + L_{aB}i_B + L_{aC}i_C + L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c, \\ \Psi_b &= L_{bA}i_A + L_{bB}i_B + L_{bC}i_C + L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c, \\ \Psi_c &= L_{cA}i_A + L_{cB}i_B + L_{cC}i_C + L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c.\end{aligned}$$

Уравнения для определения потокоцеплений показывают, что потокоцепление каждой обмотки зависит от токов во всех обмотках; эти зависимости проявляются через взаимную индукцию. В уравнениях (1.30) L_{AA} , L_{BB} , L_{CC} , L_{aa} , L_{bb} , L_{cc} являются собственными индуктивностями соответствующих обмоток, все остальные – взаимными индуктивностями между соответствующими обмотками.

Третьим законом, лежащим в основе анализа, является второй закон Ньютона – закон равновесия моментов на валу машины:

$$J \frac{d\vec{\omega}_m}{dt} = \vec{M} - \vec{M}_c, \quad (1.31)$$

где J (кгм²) – момент инерции на валу машины, учитывающий инерционность как самой машины, так и приведенной к валу инерционности рабочего механизма и редуктора;

$\vec{\omega}_m$ (рад/с) – угловая скорость вала машины;

M_c (Нм) – момент сопротивления рабочего механизма, приведенный к валу, в общем случае он может быть функцией скорости и угла поворота.

Наконец, четвертым и последним законом, лежащим в основе анализа машины, является закон, сформулированный Ленцем, как правило левой руки. Этот закон связывает векторные величины момента, потокоцепления и тока:

$$\vec{M} = k(\vec{\Psi} \times \vec{i}). \quad (1.32)$$

Отметим, что, несмотря на полное и строгое математическое описание, использование уравнений (1.29)–(1.32) для исследования машины встречает серьезные трудности.

Перечислим основные:

– в уравнениях (1.31 и 1.32) фигурируют векторные величины, а в уравнениях (1.29 и 1.30) скалярные;

- количество взаимосвязанных уравнений равно 16, а количество коэффициентов — 44;
- коэффициенты взаимоиндукции между обмотками статора и ротора в уравнениях (1.30) являются функцией угла поворота ротора относительно статора, то есть уравнения (1.30) являются уравнениями с переменными коэффициентами;
- уравнение (1.32) является нелинейным, так как в нем перемножаются переменные.

На пути упрощения математического описания асинхронной машины, да и вообще всех машин переменного тока, удачным оказался метод пространственного вектора [4], который позволил существенно упростить и сократить вышеприведенную систему уравнений; метод позволяет связать уравнения (1.29...1.32) в единую систему с векторными переменными состояния. Суть метода состоит в том, что мгновенные значения симметричных трехфазных переменных состояния (напряжения, токи, потокосцепления) можно математически преобразовать так, чтобы они были представлены одним пространственным вектором.

Для преобразования уравнений (1.29) в мгновенных значениях к уравнениям в пространственных векторах умножим их на выражения: первые уравнения для фаз A и a на $2/3$, вторые для фаз B и b – на $2/3 \vec{a}$, третьи для фаз C и c – на $2/3 \vec{a}^2$, и сложим отдельно для статора и ротора. Тогда получим:

$$\begin{aligned}\vec{u}_S &= R_S \dot{i}_S + \frac{d\vec{\Psi}_S}{dt}, \\ \vec{u}_R &= R_R \dot{i}_R + \frac{d\vec{\Psi}_R}{dt}, \\ \vec{\Psi}_S &= L_S \dot{i}_S + L_m(\theta) \dot{i}_R, \\ \vec{\Psi}_R &= L_R \dot{i}_R + L_m(\theta) \dot{i}_S,\end{aligned}\tag{1.33}$$

где L_S, L_R – собственные индуктивности статора и ротора;
 $L_m(\theta)$ – взаимная индуктивность между статором и ротором.

Таким образом, вместо двенадцати уравнений (1.29, 1.30) получено лишь четыре уравнения (1.33).

Переменные коэффициенты взаимной индукции в уравнениях для потокосцеплений (1.33) являются результатом того, что уравнения равновесия эдс для статора записаны в неподвижной системе координат, связанной со статором, а уравнения равновесия эдс для ротора записаны во вращающейся системе координат, связанной с ротором. Метод пространственного вектора позволяет записать эти уравнения в единой сис-

теме координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_k . В этом случае уравнения (1.33) преобразуются к виду:

$$\begin{aligned}\vec{u}_S &= R_S \dot{i}_S + \frac{d\vec{\Psi}_S}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_S, \\ \vec{u}_R &= R_R \dot{i}_R + \frac{d\vec{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_k - p\omega_m) \vec{\Psi}_R, \\ \vec{\Psi}_S &= L_S \dot{i}_S + L_m \dot{i}_R, \\ \vec{\Psi}_R &= L_R \dot{i}_R + L_m \dot{i}_S,\end{aligned}\tag{1.34}$$

где ω_m – частота вращения ротора;

p – число пар полюсов в машине.

В уравнениях (1.34) все коэффициенты являются величинами постоянными, имеют четкий физический смысл и могут быть определены по паспортным данным двигателя, либо экспериментально.

Момент в уравнении (1.32) является векторным произведением любой пары векторов. Из уравнения (1.34) следует, что таких пар может быть шесть (\dot{i}_S, \dot{i}_R) ; $(\vec{\Psi}_S, \vec{\Psi}_R)$; $(\dot{i}_S, \vec{\Psi}_S)$; $(\dot{i}_S, \vec{\Psi}_R)$; $(\dot{i}_R, \vec{\Psi}_S)$; $(\dot{i}_R, \vec{\Psi}_R)$. Часто в рассмотрение вводится потокосцепление взаимной индукции $\vec{\Psi}_m = L_m(\dot{i}_S + \dot{i}_R)$. В этом случае появляется ещё четыре возможности представления электромагнитного момента машины через следующие пары: $(\dot{i}_S, \vec{\Psi}_m)$; $(\dot{i}_R, \vec{\Psi}_m)$; $(\vec{\Psi}_S, \vec{\Psi}_m)$, $(\vec{\Psi}_R, \vec{\Psi}_m)$. После выбора той или иной пары уравнение момента приобретает определенность, а количество уравнений в системе (1.34) сокращается до двух.

$$\begin{aligned}\vec{M} &= \frac{3}{2} p L_m \cdot \text{Mod}(\dot{i}_R \times \dot{i}_S), \\ \vec{M} &= \frac{3}{2} p \cdot \text{Mod}(\vec{\Psi}_S \times \dot{i}_S), \\ \vec{M} &= \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\vec{\Psi}_R \times \dot{i}_S).\end{aligned}\tag{1.35}$$

Кроме того, в уравнениях (1.31) и (1.32) векторные величины момента и скорости могут быть заменены их модульными значениями. Это является следствием того, что пространственные векторы токов и потокосцеплений расположены в плоскости, перпендикулярной оси вращения, а векторы момента и угловой скорости совпадают с осью. В качестве примера покажем запись уравнений момента через некоторые пары переменных состояния машины (1.35).

1.2.1.2.2 Описание в относительных единицах

На этом этапе уравнения (1.31), (1.34) и (1.35) приводятся к безразмерным (относительным) величинам [2]. В качестве основных базовых величин выбираются амплитудные номинальные значения фазного напряжения и тока, а также номинальное значение угловой частоты:

$$U_b = \sqrt{2}U_{\phi n} \quad I_b = \sqrt{2}I_n, \quad \omega_b = \omega_n = 2\pi f_n, \quad (1.36)$$

на этой основе определяются базовые значения всех переменных и коэффициентов, входящих в уравнения, а также базового времени:

$$R_b = \frac{U_b}{I_b}, \quad L_b = \frac{U_b}{\omega_b I_b}, \quad \Psi_b = \frac{U_b}{\omega_b}, \quad M_b = \frac{3}{2} p \frac{U_b I_b}{\omega_b}, \quad t_b = \frac{1}{\omega_b}. \quad (1.37)$$

Обобщенная система уравнений для описания асинхронной машины принимает вид:

$$\begin{aligned} \bar{u}_S &= r_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} + j\alpha_k \bar{\psi}_S, \\ \bar{u}_R &= r_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\alpha_k - p\mathcal{G}_m) \bar{\psi}_R, \\ \bar{\psi}_S &= x_S \bar{i}_S + x_m \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R &= x_R \bar{i}_R + x_m \bar{i}_S, \\ m &= k \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_i \times \bar{i}_k), \\ T_m \frac{d\mathcal{G}_m}{dt} &= m - m_c \end{aligned} \quad (1.38)$$

В этих уравнениях все переменные относительные, полученные как результат деления реальных значений на базовые, все коэффициенты также безразмерные, полученные аналогично.

Переменные и параметры в относительных единицах:

$\bar{u} = \frac{\vec{u}}{U_b}$, $\bar{i} = \frac{\vec{i}}{I_b}$, $\bar{\psi} = \frac{\vec{\Psi}}{\Psi_b}$ – относительные электромагнитные переменные состояния;

$\alpha_k = \frac{\omega_k}{\omega_b}$, $\mathcal{G}_m = \frac{\omega_m}{\omega_b}$ – относительная частота вращения системы

координат и относительная частота вращения ротора;

$m = \frac{\vec{M}}{M_b}$ – относительный момент на валу машины;

$$r_S = \frac{R_S}{R_b}, \quad r_R = \frac{R_R}{R_b}, \quad x_S = \frac{\omega_b L_S}{R_b}, \quad x_R = \frac{\omega_b L_R}{R_b}, \quad x_m = \frac{\omega_b L_m}{R_b}, \quad \bar{T}_m = \frac{J \omega_b^2}{M_b}$$

– относительные (безразмерные) параметры.

Расчет параметров асинхронной машины приведен в разделе 1.2.1.3.

В уравнениях (1.38) время принято безразмерным $\bar{t} = \frac{t}{t_b} = \omega_b t$, и единицей измерения времени является не секунда, а $t_b = \frac{1}{\omega_b}$. Следует

заметить, что введение относительных величин существенно сокращает время моделирования и позволяет устранить многие проблемы при моделировании.

1.2.1.2.3 Выводы

1 Существенное упрощение системы уравнений предлагает применение пространственного вектора.

2 Применение системы координат (например, вращающейся с произвольной скоростью) позволяет избавиться от переменных коэффициентов при описании процессов в асинхронном двигателе.

3 Использование безразмерной формы записи системы уравнений упрощает структуру уравнений и сокращает затраты времени на моделирование.

1.2.1.3 Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по данным каталога

1 Номинальное скольжение

$$s_{\bar{t}} = \frac{n_s - n_{\bar{t}}}{n_s},$$

где n_s – синхронная скорость (скорость вращения магнитного поля),
 n_n – номинальная скорость вращения двигателя.

2 Критическое скольжение

$$s_k = (m_{\max} + \sqrt{m_{\max}^2 - 1}) s_{\bar{t}},$$

где $m_{\max} = \frac{M_{\max}}{M_n}$ – отношение максимального момента (критического) к номинальному моменту.

3 Конструктивный коэффициент

$$\tilde{n}_l = 1 + \frac{L_{ls}}{L_m}.$$

Первоначально конструктивный коэффициент задается в диапазоне $c_1=1.02...1.05$ для предварительного расчета параметров схемы замещения. После расчета индуктивностей, входящих в уравнение, необходимо сравнить полученное значение с первоначально выбранным и уточнить расчет. Обычно за две, три итерации удается достичь совпадение принятого и рассчитанного значений конструктивного коэффициента.

4 Коэффициент вязкого трения

$$B_m = \frac{\Delta P_{i\dot{a}\dot{o}}}{(2\pi n_i / 60)^2}.$$

5 Механические потери

Если предположить, что полные потери состоят из постоянных и переменных потерь, и постоянные примерно равны 1/3 полных потерь, а механические потери составляют половину постоянных потерь, то механические потери ΔP_{mex} определяются из уравнения

$$\Delta P_{i\dot{a}\dot{o}} = D_i \left(\frac{1}{\eta_i} - 1 \right) \frac{1}{6}.$$

6 Сумма $D_i + \Delta P_{i\dot{a}\dot{o}}$

Сумма $D_i + \Delta P_{i\dot{a}\dot{o}}$ может быть определена как

$$D_i + \Delta P_{i\dot{a}\dot{o}} = D_i \left[1 + \left(\frac{1}{\eta_i} - 1 \right) \frac{1}{6} \right].$$

7 Сопротивление статора

$$R_s = \frac{1}{2} \frac{U_i^2 (1 - s_i)}{\tilde{n}_l (1 + \tilde{n}_l / s_k) m_k (D_i + \Delta P_{i\dot{a}\dot{o}})},$$

где $m_k = \frac{\dot{I}_k}{M_i}$ – кратность пускового момента (каталожный параметр).

8 Сопротивление ротора

$$R_r = \frac{1}{3} \frac{(P_n + \Delta P_{mex}) m_k}{(1 - s_n) i_k^2 I_n^2},$$

где $i_k = \frac{I_k}{I_i}$ – отношение тока короткого замыкания (пускового) к номинальному току.

9 Индуктивность статора и ротора

$$L_s \cong L_r = \frac{1}{2\pi \cdot f_n} \frac{U_n / \sqrt{3}}{I_n (\sqrt{1 - (\cos \varphi_n)^2} - \cos \varphi_n \cdot s_n / s_k)}.$$

10 Индуктивность рассеяния статора и ротора

$$L_{ls} \cong L_{lr} = \frac{1}{4\pi \cdot f_i} \sqrt{\left[(U_i / \sqrt{3}) / (i_k I_i) \right]^2 - (R_s + R_r)^2}.$$

11 Взаимоиндукция

$$L_m = L_s - L_{ls}.$$

В таблице 1.2 приведены параметры асинхронных двигателей, выпуск которых освоен в последнее время Ярославским электротехническим заводом и которые являются развитием ранее существовавшей серии асинхронных машин типа 4А [2]. Номинальное напряжение машин: 220, 380, 660, 220\380, 380\660В. Токи указаны для линейного напряжения 380 В. Частота питающей сети 50Гц.

Таблица 1.2 – Параметры асинхронных двигателей Ярославского электротехнического завода

Тип двигателя	P, кВт	Масса, кг	n _н , об/мин	η, %	cos φ	I _с , А	I _н , А	M _н , Н·м	M _с , Н·м	I, атм
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
РА71А2	0,37	5	2800	71	0,81	5,5	5	2,3	2,4	0,0004
РА71В2	0,55	6	2850	74	0,84	7,8	6,5	2,3	2,4	0,0005
РА71А4	0,25	5	1328	62	0,78	1	3,2	1,7	1,7	0,0006
РА71В4	0,37	6	1375	66	0,76	1	3,7	2	2	0,0008
РА71А6	0,18	6	835	48	0,69	1	2,3	2,5	2	0,0006
РА71В6	0,25	6	860	56	0,72	1	3	2,2	2	0,0009
РА80А2	0,75	9	2820	74	0,83	2	5,5	2,5	2,7	0,0006
РА80В2	1,1	11	2800	77	0,86	2	5,2	2,6	2,8	0,0012
РА80А4	0,55	8	1400	71	0,80	1	5	2,3	2,8	0,0018
РА80В4	0,75	10	1400	74	0,80	2	5	2,5	2,8	0,0023
РА80А6	0,37	8	910	62	0,72	1	5,3	2	2,5	0,0027
РА80В6	0,55	11	915	65	0,72	1	5,3	2	2,5	0,0030
РА90С2	1,5	13	2835	79	0,87	3	6,5	2,8	3	0,0019
РА90С2	2,2	15	2820	82	0,87	4	6,5	2,9	3,4	0,0015
РА90С4	1,1	13,5	1420	77	0,80	3	5,5	2,3	2,6	0,0034
РА90С4	1,5	15,5	1420	78,5	0,80	4	5,5	2,3	2,8	0,0042
РА90С6	0,75	13	935	70	0,72	2	4	2,2	2,5	0,0040
РА90С6	1,1	15	925	72	0,72	2	4	2,2	3	0,0052
РА100С2	3,0	20	2895	83	0,86	6	7	2,4	2,6	0,0038
РА100С4	2,2	22	1420	79	0,82	3	6	2,2	2,6	0,0048
РА100С4	3	24	1420	81	0,81	7	6,2	2,2	2,6	0,0058
РА100С6	1,5	22	925	76	0,76	4	4,5	2	2,1	0,0063
РА112М2	4	41	2895	84	0,87	9	6,8	2,2	3,3	0,0082
РА112М4	4	37	1430	85,5	0,84	9	6,5	2,2	2,9	0,0103
РА112М6	2,2	36	960	78	0,74	5	5,5	1,9	2,5	0,0185
РА112М8	1,5	36	700	73	0,70	5	4,5	1,7	2,1	0,0225
РА132СА2	5,5	43	2880	89	0,89	11	6,5	2,4	3	0,0155
РА132СВ2	7,5	49	2890	89	0,89	15	7	2,5	3,2	0,0185

Тип двигателя	P, кВт	Масса, кг	n _н , об/мин	η, %	cos φ	I _с , А	I _н , А	M _н , Н·м	M _с , Н·м	I, атм
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
РА132М2	7,5	52	1455	83	0,89	15	7	2,8	3,2	0,0277
РА132С6	3	41	960	79	0,79	7	5,9	2,2	2,6	0,0277
РА132М6	4	50	960	80	0,80	9	6	2,2	2,6	0,0368
РА132М8	5,5	56	950	82	0,82	12	6	2,2	2,5	0,0434
РА132С8	3,2	65	720	70	0,70	6	5	1,7	2,1	0,0530
РА132М8	3	73	715	70	0,70	8	6	1,8	2,4	0,0625
РА160М2	11	112	2940	87,5	0,89	22	6,8	2	3,3	0,0438
РА160М2	15	116	2940	90	0,86	29	7,5	2	3,2	0,0470
РА160С2	18,5	133	2940	90	0,88	35	7,5	2	3,2	0,0535
РА160М4	11	110	1460	88,5	0,86	22	6,5	1,8	2,8	0,0613
РА160М4	15	129	1460	90	0,87	29	7	1,9	2,9	0,0862
РА160М6	7,5	110	970	87	0,80	16	6	2	2,8	0,0916
РА160М6	11	133	970	88,5	0,82	23	6,5	2,2	2,9	0,1232
РА160М8	4	107	730	84	0,71	10	4,8	1,8	2,2	0,1031
РА160М8	5,5	112	730	84	0,71	14	4,8	1,8	2,2	0,1156
РА160Л8	7,5	131	730	85	0,73	18	5,5	1,8	2,4	0,1443
РА180М2	22	147	2940	90,5	0,89	42	7,5	2,1	2,4	0,1443
РА180М4	18,5	149	1460	90,5	0,89	35	7	1,9	2,9	0,1038
РА180Л4	22	157	1460	91	0,88	42	7	2,1	2,9	0,1131
РА180С6	15	155	970	89	0,82	31	7	2,3	3	0,1512
РА180С8	11	145	730	87	0,75	26	5,5	1,8	2,4	0,1897
РА200С2	30	170	2950	92	0,89	55	7,5	2,4	3	0,1144
РА200С2	37	230	2950	92	0,89	68	7,5	2,4	3	0,1326
РА200С4	30	200	1475	91	0,86	59	7,7	2,7	3,2	0,1326
РА200С6	18,5	182	970	87	0,82	38	5,5	1,8	2,7	0,3106
РА200С8	22	202	970	87	0,84	45	6	2	2,5	0,3600
РА200Л8	15	202	730	88	0,80	34	5,7	2	2,5	0,3600

Для расчета параметров выбранного типа асинхронного двигателя разработана программа-модель в *Simulink* (рисунок 1.51).

Параметры двигателя, приведённые в каталоге, записываются в блоки констант подсистемы *AKZ Parameters*. Схема подсистемы *AKZ Parameters* открывается двойным щелчком по изображению подсистемы в файле *Fig1_51*. Схема подсистемы *AKZ Parameters* показана на рисунке 1.52.

В подсистему *AKZ Parameters* были введены параметры асинхронного двигателя RA90S6 по данным таблицы 1.2. Момент инерции уве-

личен до $0,008 \text{ кгм}^2$ с учетом подключаемого механизма к валу двигателя. На рисунке 1.51 показаны результаты расчета параметров асинхронного двигателя, приведённых в математическом описании асинхронного двигателя.

В разработанной программе процесс подбора коэффициента $c1$ автоматизирован и начинается с значения $c1=1,2$. Процесс подбора длится до тех пор, пока задаваемое значение сравнивается с расчетным. В процессе подбора принимает участие интегратор (см. схему подсистемы Shema zamesheniya в файле Fig 1_51).

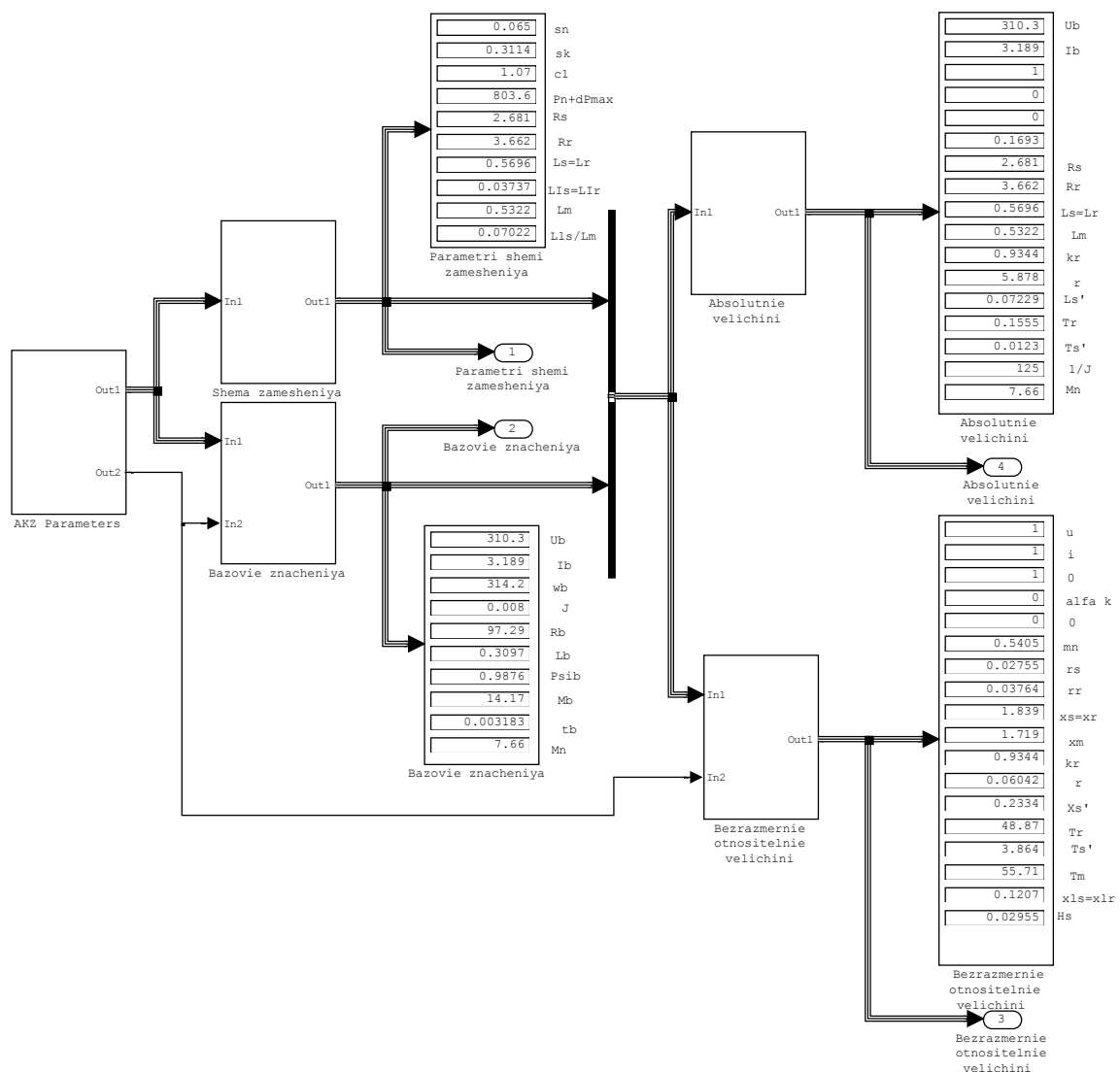


Рисунок 1.51 – Расчет параметров асинхронного двигателя в Simulink (Fig1_51)

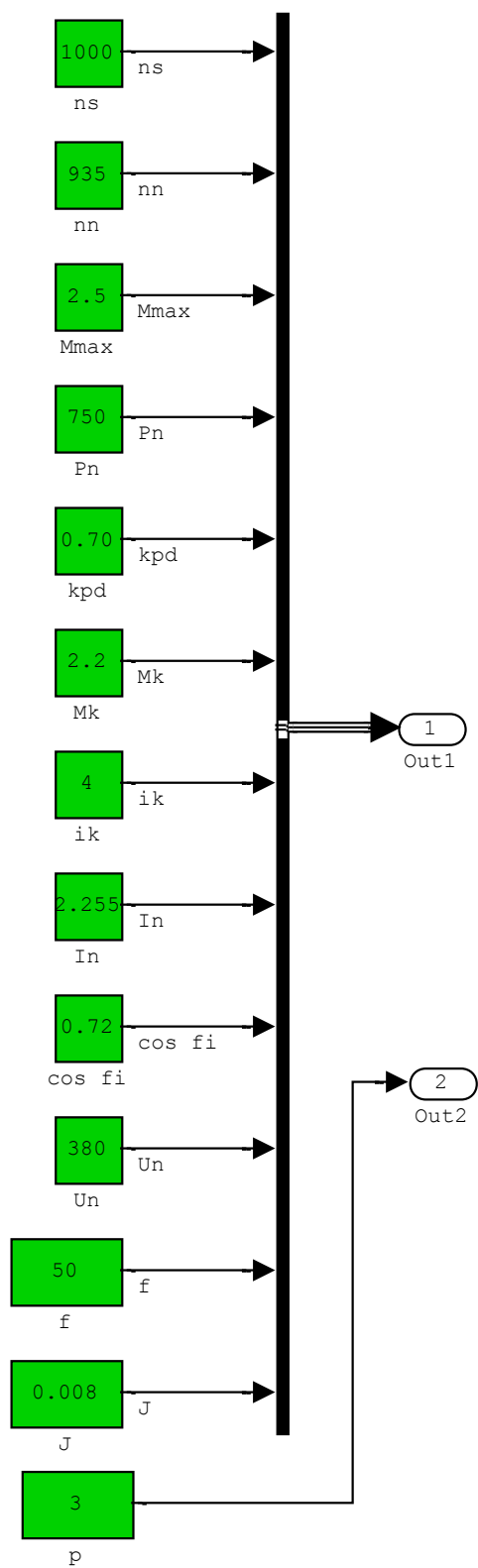


Рисунок 1.52 – Схема подсистемы AKZ Parameters

1.2.2 Исследование модели асинхронного двигателя в Simulink

1.2.2.1 Виртуальная модель асинхронного двигателя в SimPowerSystems

По умолчанию модель асинхронного двигателя из раздела библиотеки *SimPowerSystems* даётся для фазного ротора (рисунок 1.53,а).

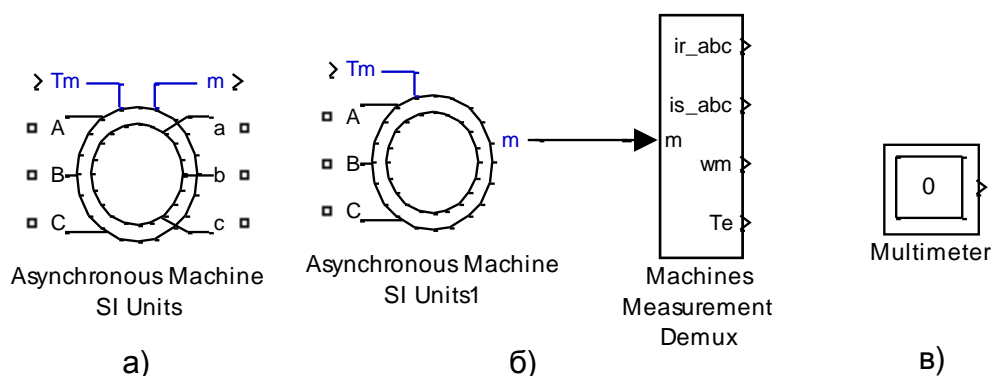


Рисунок 1.53 – Виртуальная модель асинхронной машины (Fig1_53):
а) модель в абсолютных единицах двигателя с фазным ротором; б) модель короткозамкнутого двигателя; в) измерительный инструмент

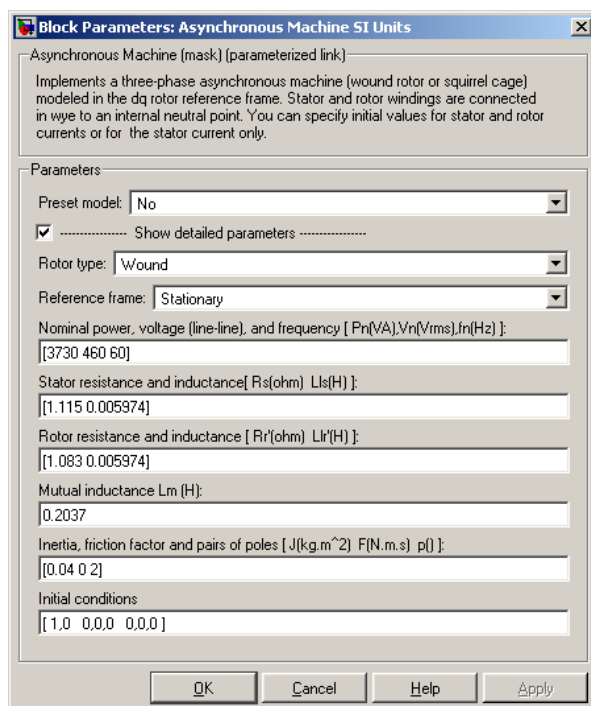


Рисунок 1.54 – Окно ввода параметров двигателя в абсолютных единицах

Клеммы *A, B, C* служат для подключения к трёхфазному напряжению, клеммы *a, b, c* – выходы обмотки ротора. Параметры двигателя для модификации *SI Units* вводятся через диалоговое окно в абсолютных единицах, которое вызывается двойным щелчком по изображению двигателя (рисунок 1.54). В строке *Rotor type* предлагается два варианта: *Wound* – двигатель с фазным ротором и *Squirrel – cage* – короткозамкнутый двигатель (с беличьей клеткой). В строке *Reference frame* предлагается три варианта выбора системы координат: *Rotor* – вращающаяся с ротором с одинаковой частотой; *Stationary* – неподвижная, наиболее естественная для нас; *Synchronous* – система координат, синхронно вращающаяся с частотой сетевого напряжения. Параметры асинхронного двигателя вводятся в следующие строки в абсолютных единицах. Следует иметь в виду, что эти параметры в справочниках и каталогах не приводятся, а рассчитываются с помощью различных методик, например, так, как это рассмотрено в предыдущем пункте.

Чаще всего применяется короткозамкнутый двигатель (рисунок 1.53,б). К выходу *m* подключается специальный демультиплексор *Machines Measurement Demux*, находящийся в разделе *SimPowerSystems* в подразделе *Machine*.

Тип машины переменного тока отражается в строке *Machine type*, открываемого двойным щелчком левой кнопки мыши (рисунок 1.55).

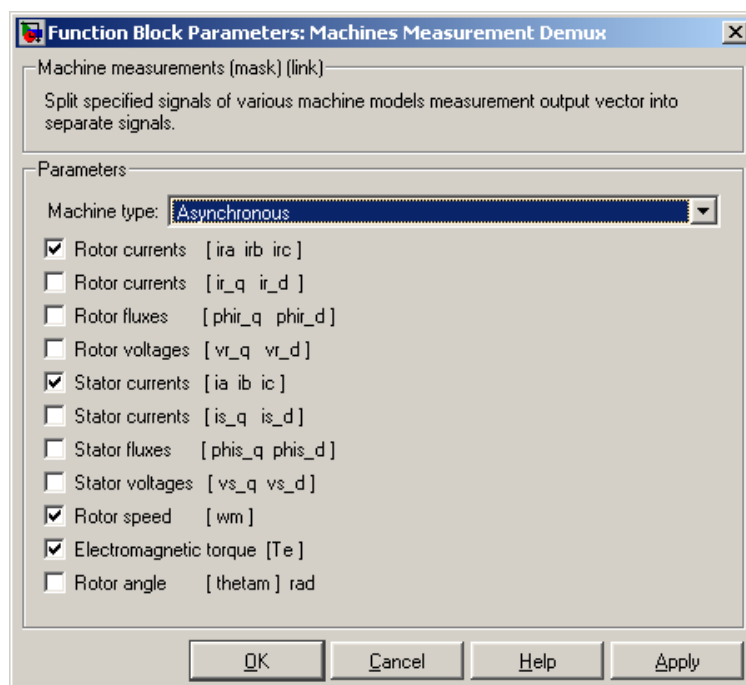


Рисунок 1.55 – Окно выбора типа машины и перечня выходных переменных

По входу T_m задаётся активный момент нагрузки в Нм. По требованию программы *Simulink* на рабочем поле модели должен быть размещён блок *Multimeter* (рисунок 1.53,в), иначе процесс моделирования блокируется.

1.2.2.2 Моделирование пуска – реверса асинхронного короткозамкнутого двигателя при прямом включении в сеть

На рисунке 1.56 представлена схема моделирования процесса пуска–реверса асинхронного короткозамкнутого двигателя при включении на фазное напряжение 220В, 50Гц (380В линейное) с реверсом путём изменения порядка чередования фаз с помощью переключателей *Switch* и *Switch1*. Время моделирования принято 0,6с и реверс через 0,3с. Активный момент нагрузки задан 30Нм. Для построения динамической механической характеристики использован графопостроитель *XY Graph*.

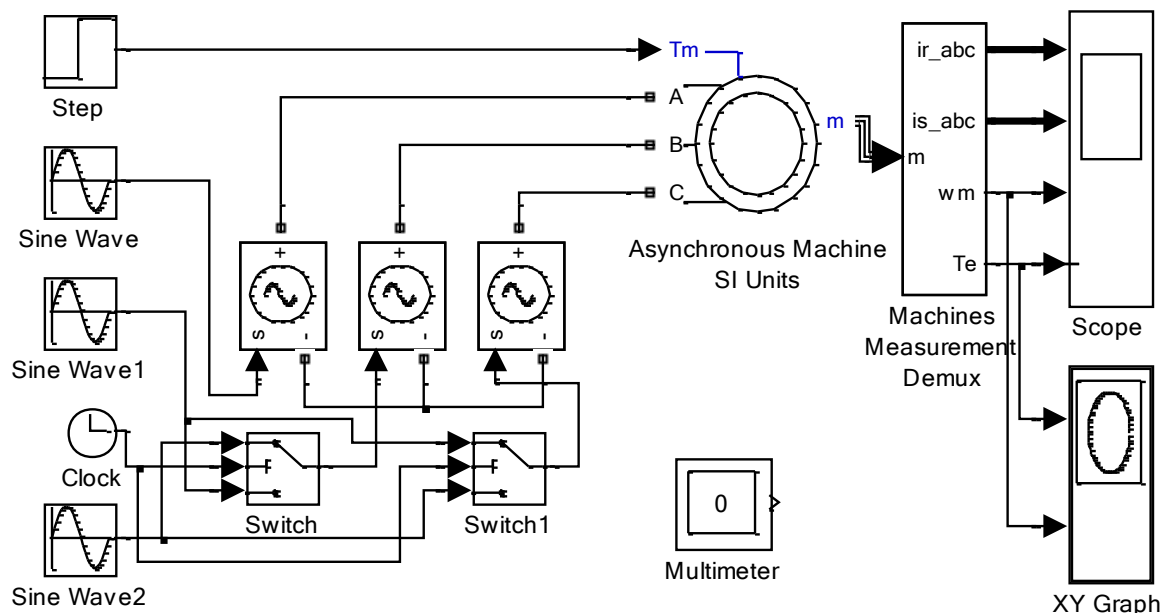


Рисунок 1.56 – Модель реверсивного электропривода переменного тока с прямым включением двигателя в сеть (Fig1_56)

Настройка задающих генераторов синусоидального сигнала, управляемых источников напряжения и переключателей показана на рисунке 1.57.

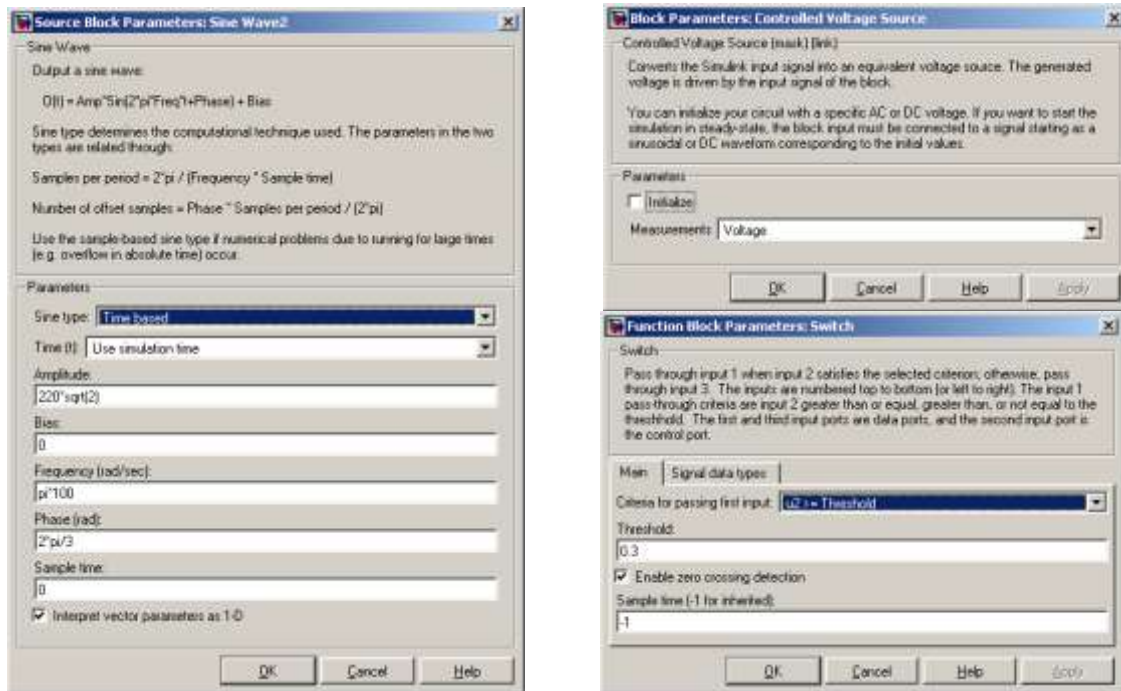


Рисунок 1.57 – Настройка блоков управления модели привода переменного тока

Результаты моделирования процесса пуска – реверса представлены на рисунке 1.58. Текущее значение токов представлено в каждой фазе.

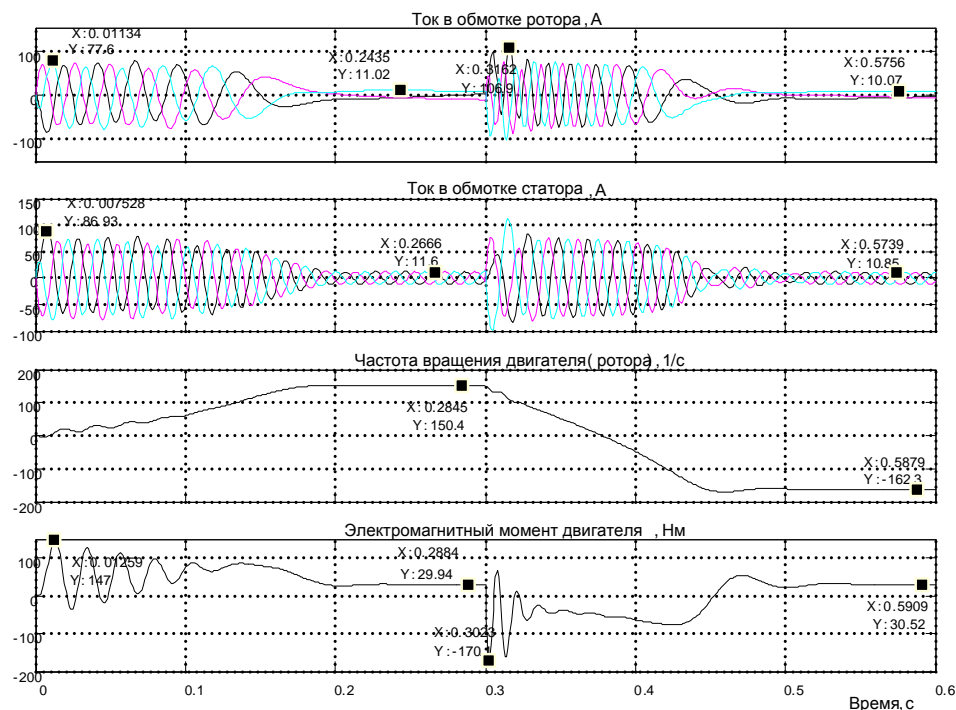


Рисунок 1.58 – Переходные процессы пуска – реверса асинхронного двигателя

На первом временном отрезке от 0 до 3-х с на двигатель подаётся напряжение с прямым чередованием фаз, идёт разгон двигателя под нагрузкой 30 Нм «вперёд» (положительный знак частоты вращения). Пусковой ток в обмотке статора достигает амплитудного значения 86,93А. Примерно такое же значение достигает ток в обмотке ротора 77,6А, так как выводится приведённое значение тока ротора в обмотке ротора, приведённое к обмотке статора. Электромагнитный момент двигателя носит колебательный характер, что приводит к ухудшению пусковых свойств двигателя и является недостатком асинхронного двигателя. Максимальное значение текущего значения момента составило при пуске «вперёд» 147Нм. По мере увеличения частоты вращения колебания момента двигателя затухают, интенсивность роста частоты вращения возрастает. При этом ток статора уменьшается при неизменной частоте 50 Гц, в тоже время ток в обмотке ротора тоже уменьшается, но с уменьшением частоты тока ротора. Это объясняется выбором неподвижной системы координат. В установившемся режиме (текущее время чуть менее 3-х секунд) частота вращения достигает значения 150,4 1/с (при $\omega_0 = \frac{1500 \cdot 2\pi}{60} = 157 \text{ 1/с}$), момент двигателя 29,94Нм (при нагрузке 30Нм), амплитудное значение тока статора 11,6А, амплитудное значение тока ротора 11,02А.

В момент времени 3с производится реверс двигателя путём изменения порядка чередования фаз. Эту задачу выполняют переключатели Switch. Идет переходный процесс реверса: ток в обмотке ротора достигает 106,9А амплитудного значения (рисунок 1.58), частота тока в обмотке ротора чуть менее 100Гц. Идет противоточное торможение (двигатель включен «назад», а ещё вращается «вперёд»). Момент двигателя по-прежнему имеет колебательный характер, максимальное значение составляет – минус 170,1Нм. По мере уменьшения частоты вращения колебательность момента затухает, частота вращения достигает нулевого значения и начинает расти в отрицательной области, которую мы уже назвали «назад». Частота вращения достигает значение минус 162,3 1/с (рисунок 1.58), превышающее частоту идеального холостого хода 157 1/с, это свидетельствует о том, что двигатель работает в режиме генераторного торможения и развивает момент положительный плюс 30,52Нм, равный заданному моменту нагрузки 30Нм. Ток ротора и статора уменьшились до установившегося значения, соответствующего нагрузке 30Нм.

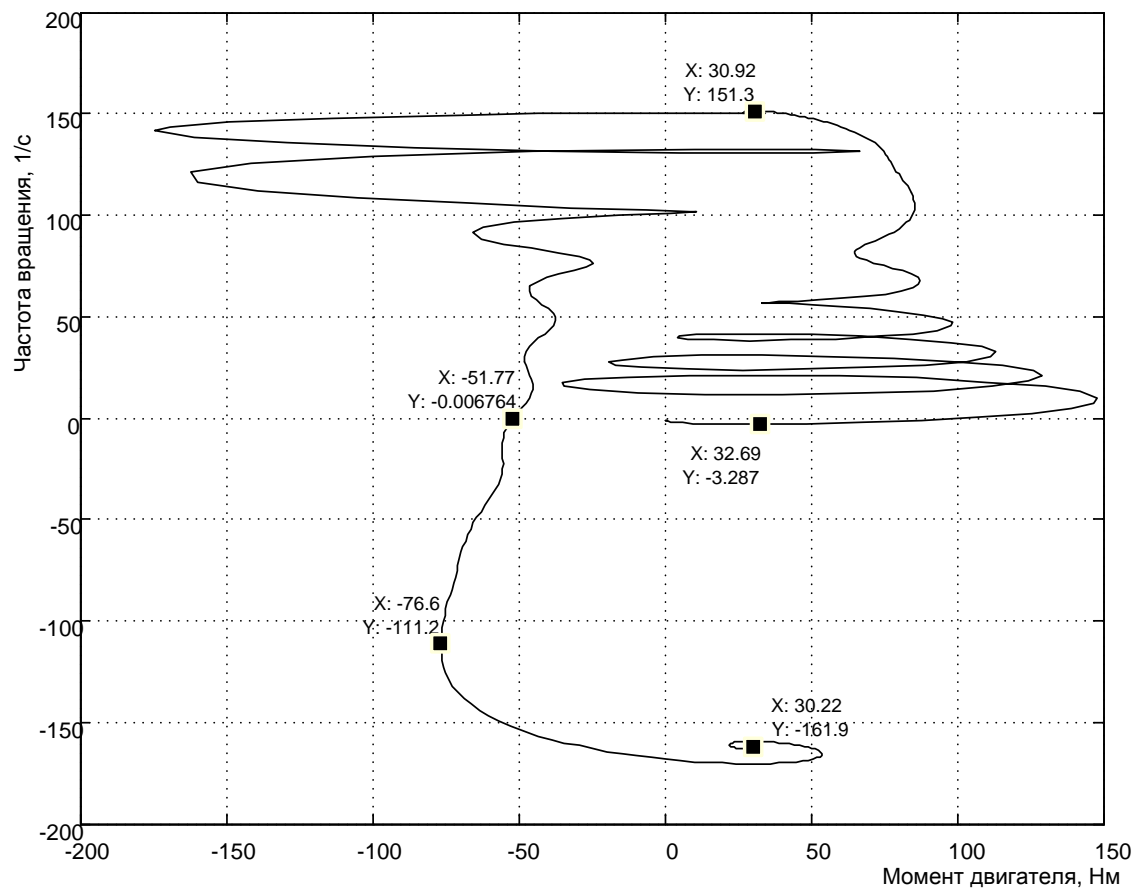


Рисунок 1.59 – Динамическая механическая характеристика асинхронного двигателя при пуске – реверсе с активным моментом нагрузки 30Нм

На рисунке 1.59 приведена снятая при пуске – реверсе механическая характеристика двигателя. Колебательный характер момента при пуске и реверсе весьма существенно изменяет вид механической характеристики. При пуске максимальное значение момента достигает значения около 150Нм, однако, среднее значение, определяющее интенсивность пуска невелико. Наиболее близка к статической механическая характеристика, рассчитанная при пуске двигателя «назад». Двигатель развивает пусковой момент – минус 51,77Нм (рисунок 1.59), максимальный момент – минус 76,6Нм при частоте вращения минус 111,2 1/с и разгоняется до частоты вращения большей, чем частота идеального холостого хода.

Основной вывод, который необходимо сделать, состоит в том, что в модель двигателя можно ввести только активный момент. Виртуальный двигатель из библиотеки *SimPowerSystems* не способен работать с реактивной нагрузкой, тем более со смешанной.

1.2.3 Исследование модернизированной модели асинхронного двигателя в Simulink

1.2.3.1 Модернизация виртуальной модели асинхронного двигателя

Раскроем модель асинхронной машины. Для этого вызовем файл *Fig1_60* (рисунок 1.60) и щелчком правой кнопки мыши вызовем динамическое меню.

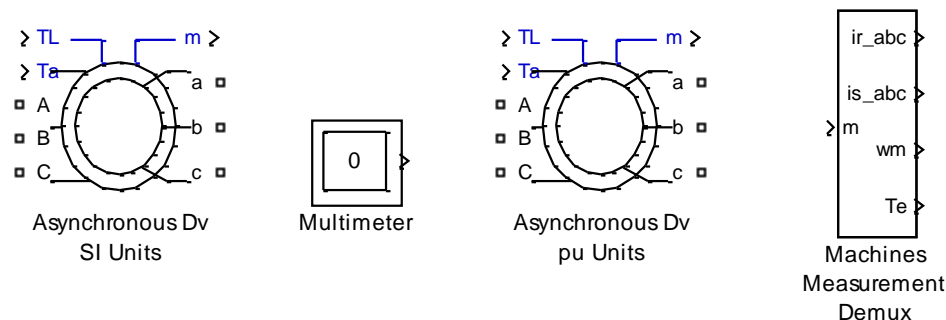


Рисунок 1.60 – Модернизированные модели асинхронного двигателя для ввода параметров в абсолютных (SI Units) и относительных (pu Units) единицах

Выбираем команду *Look Under Mask* и раскрываем двигатель (рисунок 1.61).

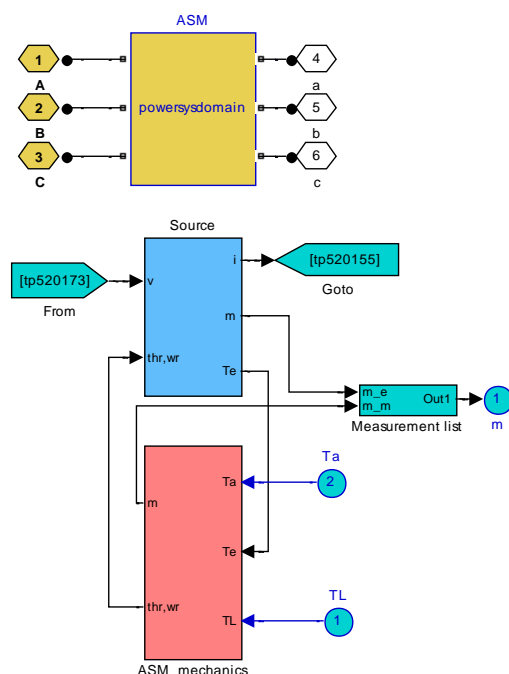


Рисунок 1.61 – Структура модели асинхронного двигателя

В отличие от существующей модели, приведённой в *SimPowerSystems*, заменено обозначение активного момента с T_m на T_a и введен дополнительный вход для реактивного момента TL . Раскрываем двойным щелчком левой кнопки мыши блок *ASM_mechanics* и вносим изменения, связанные с моделированием реактивного момента нагрузки (рисунок 1.62).

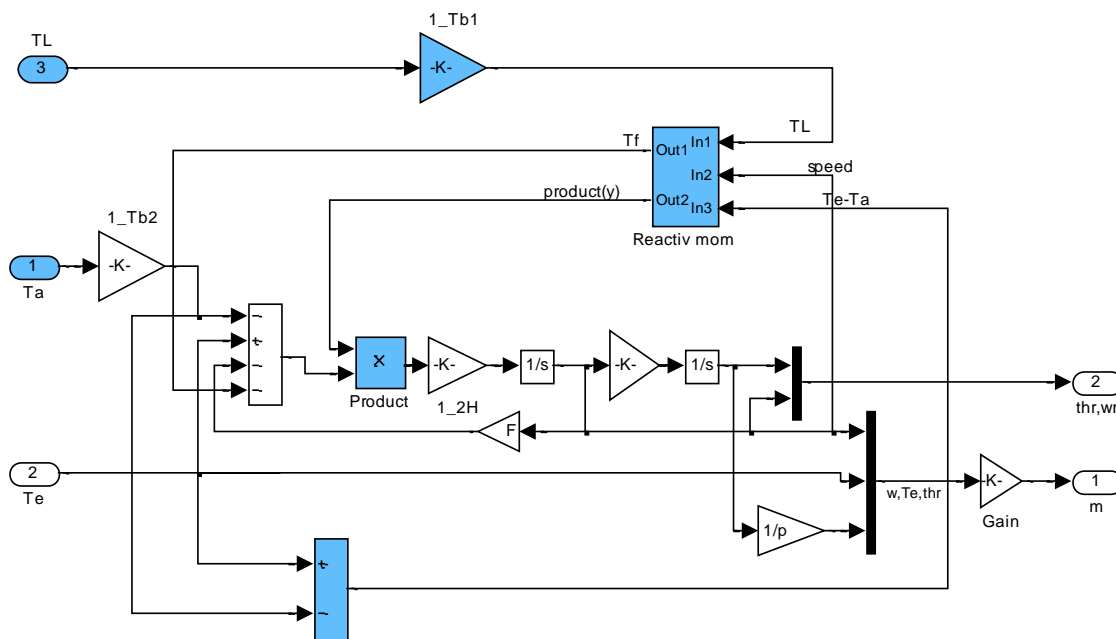


Рисунок 1.62 – Модернизированная схема блока *ASM_mechanics*

Для модернизации используем модель реактивной нагрузки, приведённой в файле *Fig1_23*. Введённые дополнительные блоки выделены синим цветом. Блок *Reactiv mom* введён без изменения, что для двигателя постоянного тока. Так как моделирование электромагнитного момента T_e в модели в *SimPowerSystems* для асинхронного двигателя производится в некотором масштабе, то абсолютные значения активного и реактивного моментов нагрузки приводятся к масштабу T_e через масштабные блоки 1_Tb2 и 1_Tb1 . Масштабный коэффициент на частоту вращения вводить не надо, так как блок реактивного момента выделяет только знак частоты вращения.

Модернизация модели в относительных единицах не отличается от приведённой для абсолютных единиц, так как блоки *ASM_mechanics* выполнены одинаковыми.

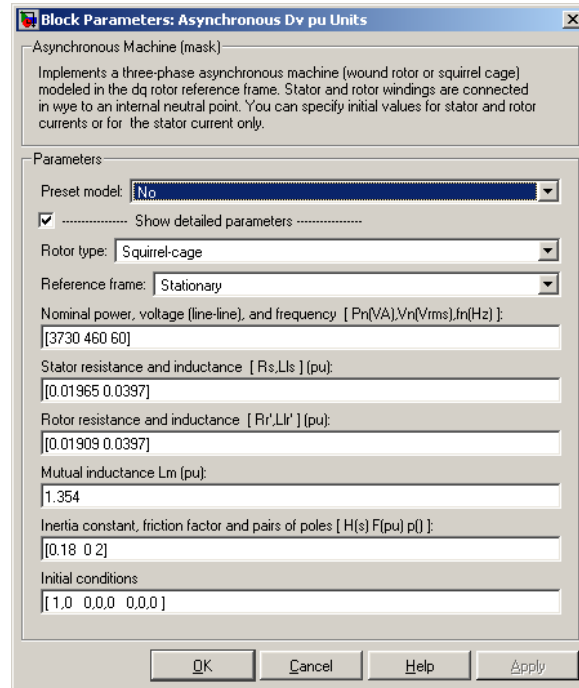


Рисунок 1.63 – Диалоговое окно для ввода параметров АКЗ двигателя в относительных единицах

Ввод исходной информации в диалоговое окно по двигателю в относительных единицах не вызывает особых затруднений, кроме параметра $H(s)$ (см. рисунок 1.63). В технической литературе [3] известно

выражение $H = \frac{J_{\Sigma} \omega_b^2}{M_b p}$, где H – эквивалент момента инерции в относительных единицах. Однако выражение для H приведено для относительного времени. С учетом действительного времени это выражение

для H принимает вид: $H = \frac{J_{\Sigma} \omega_b}{M_b p}$.

В *Help* приводится уравнение движения привода (1.39), в котором параметр H записан с коэффициентом 2.

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2H} (T_e - F \omega_m - T_a - TL) \quad (1.39)$$

С учетом принятой в Simulink условностью выражение для $H(s)$ принимает вид:

$$H(s) = \frac{J_{\Sigma} \omega_b}{2M_b p}. \quad (1.40)$$

В диалоговое окно (см. рисунок 1.63) введено значение $H(s)$, вычисленное по формуле (1.40).

1.2.3.2 Моделирование пуска – реверса с применением модернизированной модели асинхронного двигателя

Рассмотрим два файла моделей с вводом параметров в абсолютных и безразмерных (относительных) единицах (рисунки 1.64 и 1.65).

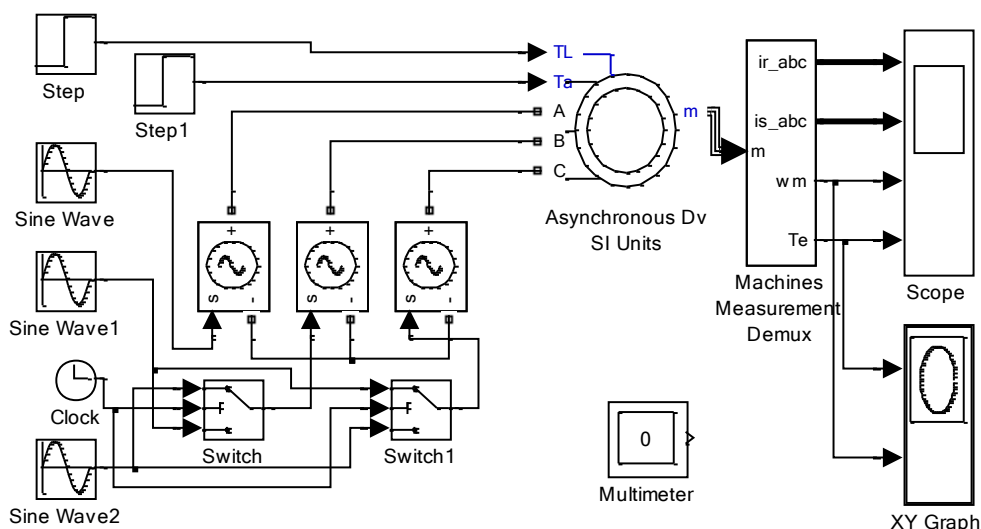


Рисунок 1.64 – Электропривод с модернизированной моделью двигателя (Fig1_64)

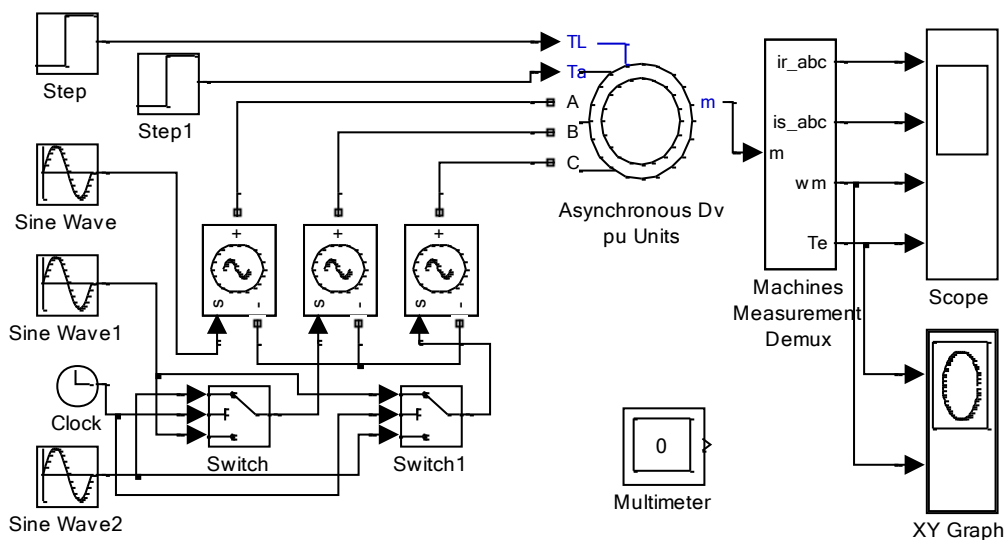


Рисунок 1.65 – Привод с вводом параметров в безразмерной форме (Fig1_65)

Для примера возьмём двигатель RA112M4 (см. таблицу 1.2), введём справочные данные двигателя в программу Fig1_51 и определим параметры схемы замещения, требуемые для моделирования двигателя в Simulink (рисунок 1.66).

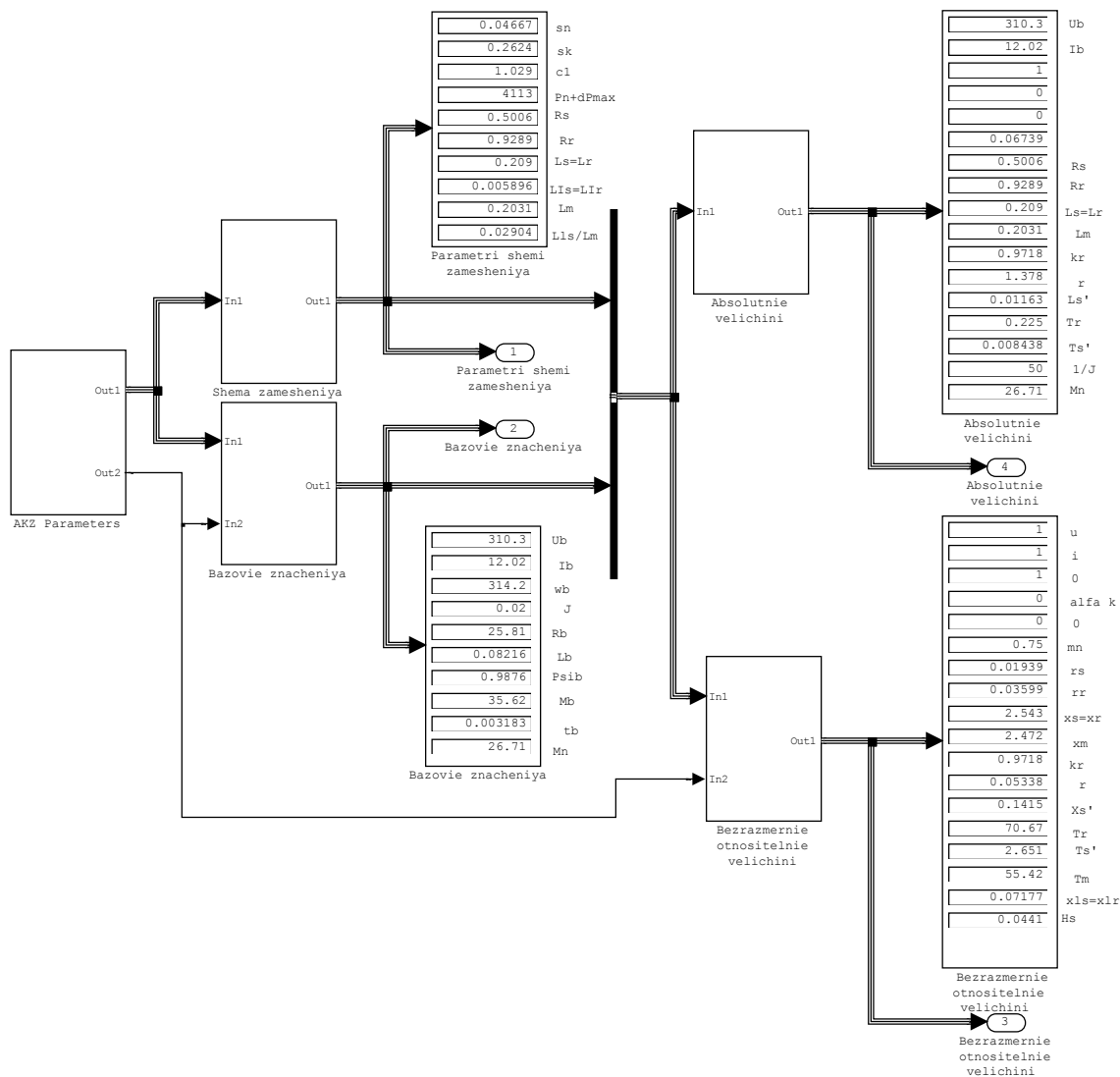


Рисунок 1.66 – Результаты расчета параметров схемы замещения двигателя RA112M4 по программе, приведённой в файле Fig1_51

В абсолютных единицах для файлов Fig1_64, Fig1_65 введённая информация в диалоговое окно представлена на рисунке 1.67.

Результаты моделирования процесса пуска – реверса для обеих схем электропривода представлены на рисунках 1.68...1.71. Нагрузка подаётся по реактивному входу TL и выбрана номинального значения.

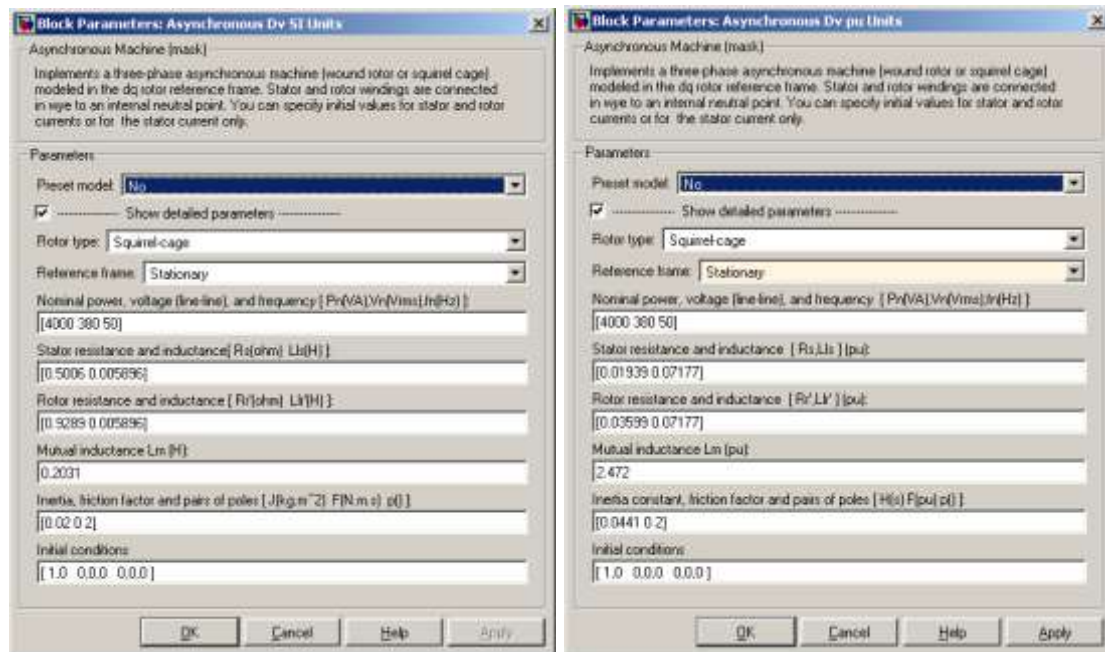


Рисунок 1.67 – Введённые параметры схемы замещения двигателя RA112M4

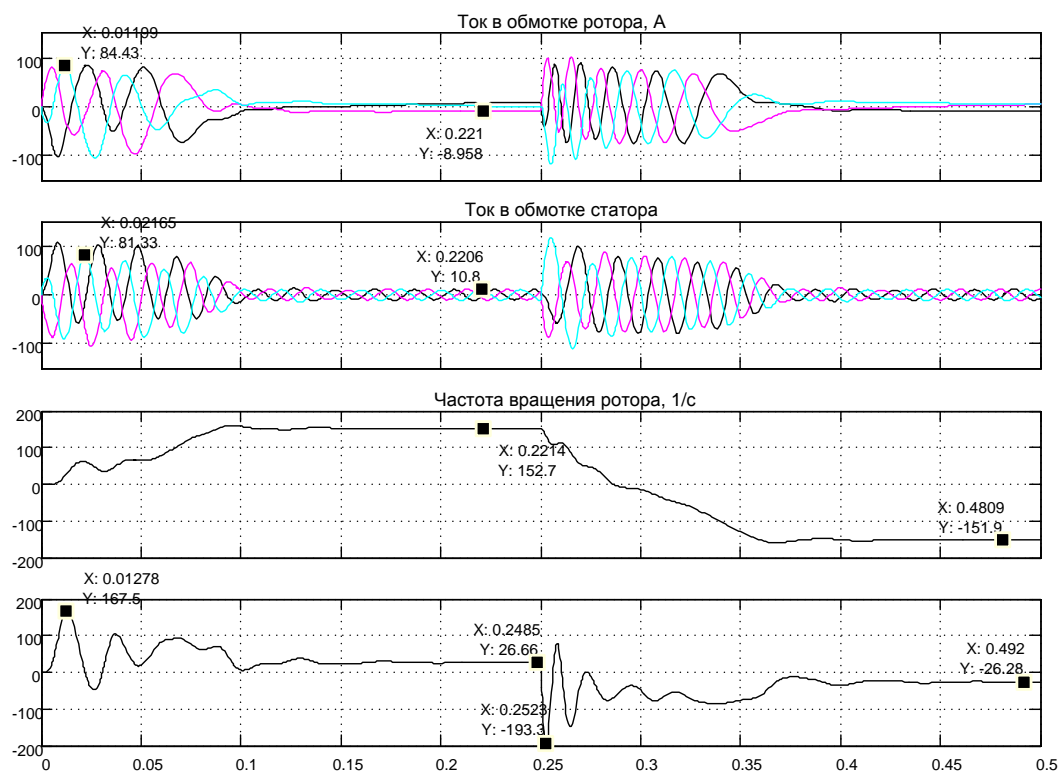


Рисунок 1.68 – Результаты моделирования асинхронного электропривода в абсолютных единицах

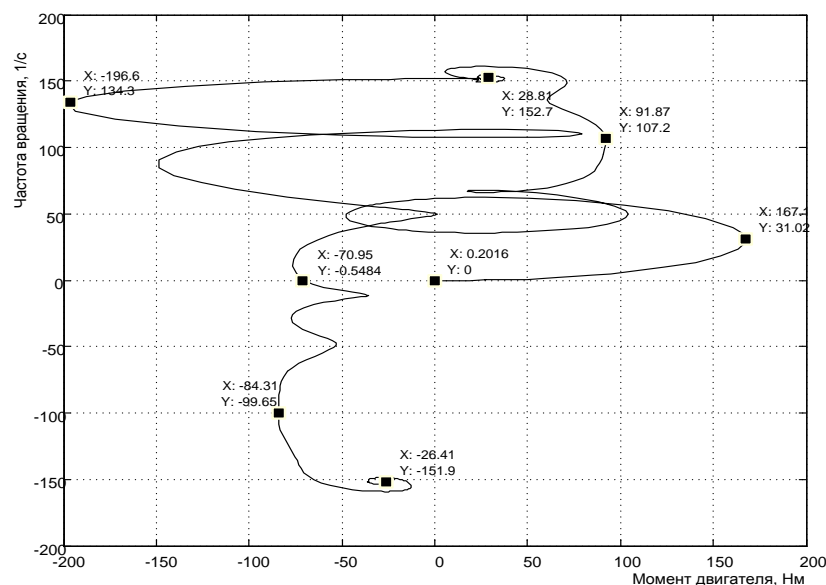


Рисунок 1.69 – Динамическая механическая характеристика двигателя RA112M4 в абсолютных единицах

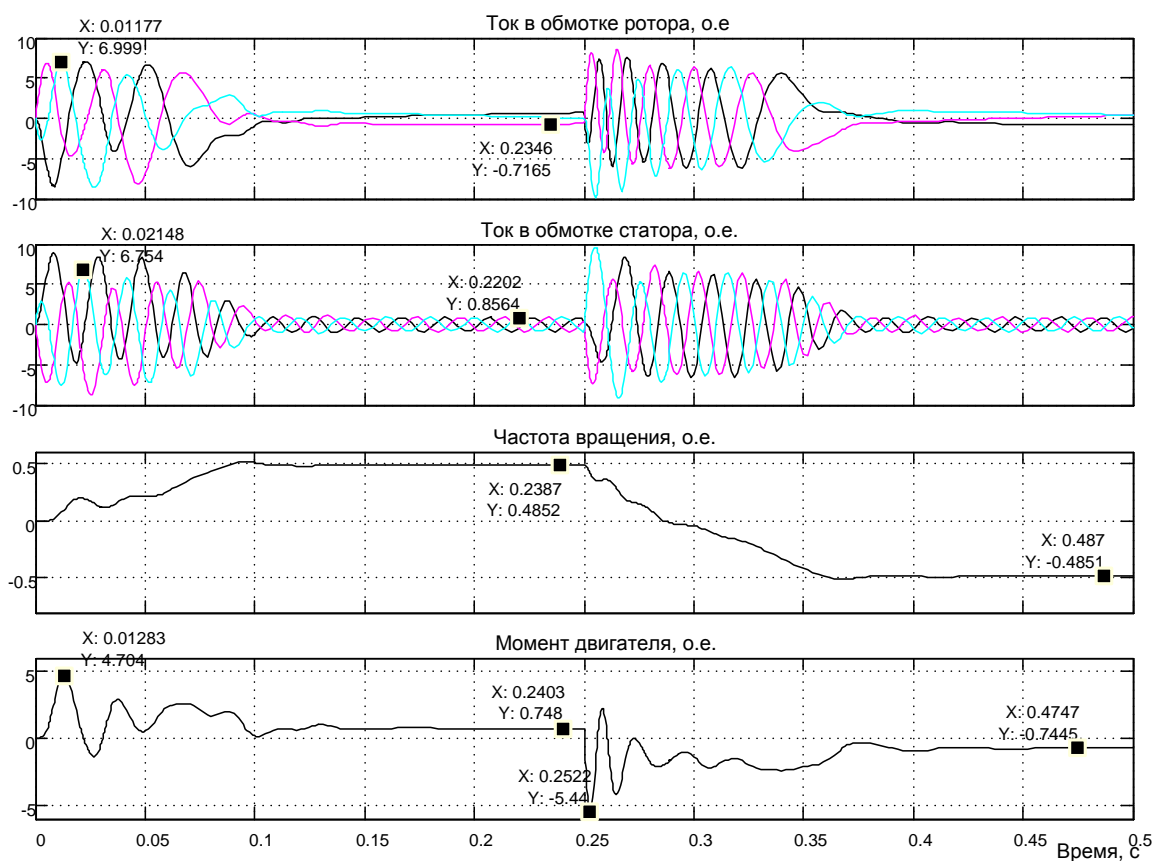


Рисунок 1.70 – Результаты моделирования пуска – реверса двигателя RA112M4 в относительных (безразмерных) единицах

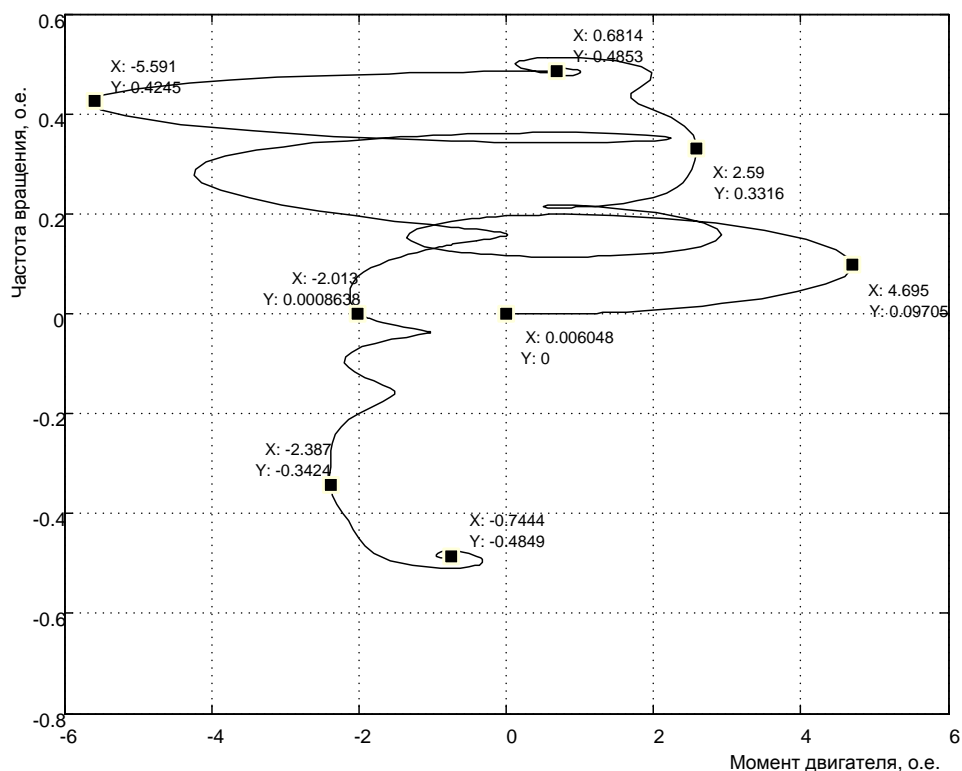


Рисунок 1.71 – Динамическая механическая характеристика двигателя RA112M4 в относительных единицах

В приведённых примерах решались две задачи: показать, что модернизированная модель асинхронного двигателя способна работать с реактивным моментом нагрузки и что две разновидности моделей (в абсолютных и относительных единицах) идентичны. Анализ полученных результатов доказывает, что модернизированные модели двигателя работают с реактивным моментом нагрузки и результаты моделирования одной и той же задачи в абсолютных и относительных единицах совпадают. Кроме того, доказана справедливость выражения (1.40) для вычисления параметра $H(s)$.

1.2.4 Разработка структуры асинхронного двигателя в Simulink

1.2.4.1 Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором в произвольной системе координат

Схема асинхронной машины с короткозамкнутым ротором (АКЗ) получается из обобщённой схемы (рисунок 1.50), если обмотки ротора замкнуть накоротко. При этом в общих уравнениях (1.38) следует положить $U_R = 0$:

$$\bar{u}_S = r_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} + j\alpha_k \bar{\psi}_S, \quad (1.41)$$

$$0 = r_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\alpha_k - p\mathcal{G}_m) \bar{\psi}_R, \quad (1.42)$$

$$\bar{\psi}_S = x_S \bar{i}_S + x_m \bar{i}_R, \quad (1.43)$$

$$\bar{\psi}_R = x_R \bar{i}_R + x_m \bar{i}_S, \quad (1.44)$$

$$m = k \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_i \times \bar{i}_k), \quad (1.45)$$

$$\bar{T}_m \frac{d\mathcal{G}}{dt} = m - m_n. \quad (1.46)$$

Для анализа динамических свойств двигателя необходимо учитывать переходные электромагнитные процессы в машине. Примем в качестве пары переменных, описывающих поведение машины в переходных режимах, пространственные векторы тока статора и потокосцепления ротора $(\bar{i}_S, \bar{\psi}_R)$. Приведем ход преобразований, приводящий к конечному результату.

Подставим в уравнение (1.41) выражение (1.43):

$$\begin{aligned} \bar{u}_S &= r_S \bar{i}_S + \frac{d(x_S \bar{i}_S + x_m \bar{i}_R)}{dt} + j\alpha_k (x_S \bar{i}_S + x_m \bar{i}_R) = \\ &= r_S \bar{i}_S + x_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} + x_m \frac{d\bar{i}_R}{dt} + j\alpha_k x_S \bar{i}_S + j\alpha_k x_m \bar{i}_R \end{aligned} \quad (1.47)$$

Для определения производной по току ротора $\frac{d\bar{i}_R}{dt}$ распишем (1.42) с учетом выражения для потокосцепления ротора $\bar{\psi}_R$ (1.44)

$$\begin{aligned} 0 &= r_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\alpha_k - p\mathcal{G}_m) \bar{\psi}_R = r_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j\alpha_k \bar{\psi}_R - jp\mathcal{G}_m \bar{\psi}_R = \\ &= r_R \bar{i}_R + \frac{d(x_R \bar{i}_R + x_m \bar{i}_S)}{dt} + j\alpha_k (x_R \bar{i}_R + x_m \bar{i}_S) - jp\mathcal{G}_m \bar{\psi}_R = \\ &= r_R \bar{i}_R + x_R \frac{d\bar{i}_R}{dt} + x_m \frac{d\bar{i}_S}{dt} + j\alpha_k x_R \bar{i}_R + j\alpha_k x_m \bar{i}_S - jp\mathcal{G}_m \bar{\psi}_R. \end{aligned} \quad (1.48)$$

Определим $\frac{d\bar{i}_R}{dt}$ из выражения (1.48):

$$\frac{d\bar{i}_R}{dt} = -\frac{r_R}{x_R} \bar{i}_R - \frac{x_m}{x_R} \frac{d\bar{i}_S}{dt} - j\alpha_k \bar{i}_R - j\alpha_k \frac{x_m}{x_R} \bar{i}_S + jp\mathcal{G}_m \frac{1}{x_R} \bar{\psi}_R. \quad (1.49)$$

Выразим ток ротора через уравнение (1.44):

$$\bar{i}_R = \frac{1}{x_R} \bar{\psi}_R - \frac{x_m}{x_R} \bar{i}_S. \quad (1.50)$$

Подставим (1.50) в (1.49) и помножим на x_m в соответствии с уравнением (1.47):

$$\begin{aligned} x_m \frac{d\bar{i}_R}{dt} &= -\frac{x_m r_R}{x_R} \left(\frac{1}{x_R} \bar{\psi}_R - \frac{x_m}{x_R} \bar{i}_S \right) - \frac{x_m^2}{x_R} \frac{d\bar{i}_S}{dt} - j\alpha_k x_m \left(\frac{1}{x_R} \bar{\psi}_R - \frac{x_m}{x_R} \bar{i}_S \right) - \\ &\quad - j\alpha_k \frac{x_m^2}{x_R} \bar{i}_S + jp\mathcal{G}_m \frac{x_m}{x_R} \bar{\psi}_R = \\ &= -\frac{x_m r_R}{x_R^2} \bar{\psi}_R + \frac{x_m^2 r_R}{x_R^2} \bar{i}_S - \frac{x_m^2}{x_R} \frac{d\bar{i}_S}{dt} - j \frac{\alpha_k x_m}{x_R} \bar{\psi}_R + p\mathcal{G}_m \frac{x_m}{x_R} \bar{\psi}_R. \end{aligned} \quad (1.51)$$

Полученное выражение (1.51) и соотношение (1.50) подставим в (1.47):

$$\begin{aligned} \bar{u}_S &= r_S \bar{i}_S + x_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} - \frac{x_m r_R}{x_R^2} \bar{\psi}_R + \frac{x_m^2 r_R}{x_R^2} \bar{i}_S - \frac{x_m^2}{x_R} \frac{d\bar{i}_S}{dt} - j \frac{\alpha_k x_m}{x_R} \bar{\psi}_R + \\ &\quad + jp\mathcal{G}_m \frac{x_m}{x_R} \bar{\psi}_R + j\alpha_k x_S \bar{i}_S + j\alpha_k x_m \left(\frac{1}{x_R} \bar{\psi}_R - \frac{x_m}{x_R} \bar{i}_S \right) = r_S \bar{i}_S + \frac{x_m^2 r_R}{x_R^2} \bar{i}_S + \\ &\quad + x_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} - \frac{x_m^2}{x_R} \frac{d\bar{i}_S}{dt} - \frac{x_m r_R}{x_R^2} \bar{\psi}_R + j\alpha_k x_S \bar{i}_S - j\alpha_k \frac{x_m^2}{x_R} \bar{i}_S + jp\mathcal{G}_m \frac{x_m}{x_R} \bar{\psi}_R. \end{aligned}$$

Перепишем полученное уравнение равновесия вектора напряжения статора с учетом новых безразмерных параметров $r = r_S + k_R^2 r_R$, $k_R = \frac{x_m}{x_R}$,

$x'_S = x_S - \frac{x_m^2}{x_R}$, $\bar{T}_R = \frac{x_R}{r_R}$ в виде:

$$\bar{u}_S = r \bar{i}_S + x'_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} + j\alpha_k x'_S \bar{i}_S - \frac{k_R}{\bar{T}_R} \bar{\psi}_R + jp\mathcal{G}_m k_R \bar{\psi}_R. \quad (1.52)$$

Основное уравнение равновесия напряжений для цепи ротора получим при подстановки (1.50) в (1.42):

$$\begin{aligned} 0 &= r_R \left(\frac{1}{x_R} \bar{\psi}_R - \frac{x_m}{x_R} \bar{i}_S \right) + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\alpha_k - p\mathcal{G}_m) \bar{\psi}_R = \\ &= \frac{1}{\bar{O}_R} \bar{\psi}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} - k_R r_R \bar{i}_S + j(\alpha_k - p\mathcal{G}_m) \bar{\psi}_R \end{aligned} \quad (1.53)$$

Раскроем смысл выражения (1.45) для момента. Из литературы следует, что при выбранной паре переменных состояния $\bar{\psi}_S, \bar{i}_S$ выражения для момента в относительных единицах имеет вид при $k=1$ [3]:

$$m = (\bar{\psi}_{S\alpha} \bar{i}_{S\beta} - \bar{\psi}_{S\beta} \bar{i}_{S\alpha}).$$

Кроме того, векторное произведение можно представить в виде определителя, выраженного через составляющие векторов в неподвижной системе координат и единичные орты пространственной системы координат:

$$m = (\bar{\psi}_S \times \bar{i}_S) = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \bar{\psi}_{S\alpha} & \bar{\psi}_{S\beta} & 0 \\ \bar{i}_{S\alpha} & \bar{i}_{S\beta} & 0 \end{vmatrix} = \vec{k}(\bar{\psi}_{S\alpha} \bar{i}_{S\beta} - \bar{\psi}_{S\beta} \bar{i}_{S\alpha}). \quad (1.54)$$

Полученная формула совпадает с выражением для момента и указывает, что момент направлен вдоль орта \vec{k} (вдоль оси вала двигателя).

Выведем выражение для момента с учетом выбранной пары векторов переменных состояния асинхронного двигателя $\bar{\psi}_R, \bar{i}_S$. Сделаем подстановку в (1.43) выражения (1.50):

$$\bar{\psi}_S = x_S \bar{i}_S + x_m \left(\frac{1}{x_R} \bar{\psi}_R - \frac{x_m}{x_R} \bar{i}_S \right) = x'_S \bar{i}_S + k_R \bar{\psi}_R. \quad (1.55)$$

Распишем (1.55) через составляющие по осям α, β :

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_{S\alpha} &= x'_S \bar{i}_{S\alpha} + k_R \bar{\psi}_{R\alpha} \\ \bar{\psi}_{S\beta} &= x'_S \bar{i}_{S\beta} + k_R \bar{\psi}_{R\beta} \end{aligned} \quad (1.56)$$

Выражения (1.56) подставим в (1.54):

$$\begin{aligned} m &= \bar{\psi}_{S\alpha} \bar{i}_{S\beta} - \bar{\psi}_{S\beta} \bar{i}_{S\alpha} = (x'_S \bar{i}_{S\alpha} + k_R \bar{\psi}_{R\alpha}) \bar{i}_{S\beta} - \\ &- (x'_S \bar{i}_{S\beta} + k_R \bar{\psi}_{R\beta}) \bar{i}_{S\alpha} = k_R (\bar{\psi}_{R\alpha} \bar{i}_{S\beta} - \bar{\psi}_{R\beta} \bar{i}_{S\alpha}). \end{aligned} \quad (1.57)$$

По структуре выражение (1.57) совпадает с (1.45) при $k = k_R = \frac{x_m}{x_R}, \bar{\psi}_i = \bar{\psi}_R, \bar{i}_k = \bar{i}_S$.

Уравнения (1.41)...(1.46) после соответствующих преобразований принимают вид:

$$\begin{aligned}
\bar{u}_S &= r\dot{i}_S + x'_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} + j\alpha_k x'_S \bar{i}_S - \frac{k_R}{T_R} \bar{\psi}_R + jp\mathcal{G}_m k_R \bar{\psi}_R, \\
0 &= \frac{1}{\dot{O}_R} \bar{\psi}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} - k_R r_R \bar{i}_S + j(\alpha_k - p\mathcal{G}_m) \bar{\psi}_R, \\
m &= k_R (\bar{\psi}_{R\alpha} \bar{i}_{S\beta} - \bar{\psi}_{R\beta} \bar{i}_{S\alpha}), \\
\bar{T}_m \frac{d\mathcal{G}_m}{dt} &= m - m_i.
\end{aligned} \tag{1.58}$$

Видим, что при переходе к двум переменным состояния число уравнений, описывающих электромагнитные и электромеханические процессы в асинхронном двигателе, сократилось до четырех (1.58).

1.2.4.2 Структура асинхронного двигателя в относительных единицах

В произвольной системе координат ($\omega_k \neq 0$, $a_k \neq 0$) вещественная ось обозначается через x , а мнимая через y . Пространственные векторы в этом случае раскладываются по осям:

$$\bar{u}_S = u_{Sx} + ju_{Sy}, \quad \bar{i}_S = i_{Sx} + ji_{Sy}, \quad \bar{\psi}_R = \psi_{Rx} + j\psi_{Ry}.$$

Подставив эти значения в уравнения (1.58) и приравняв отдельно вещественные и мнимые части, получим:

$$\begin{aligned}
u_{Sx} &= r\dot{i}_{Sx} + x'_S \frac{di_{Sx}}{dt} - x'_S \alpha_k i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} - p\mathcal{G}_m k_R \psi_{Ry}, \\
u_{Sy} &= r\dot{i}_{Sy} + x'_S \frac{di_{Sy}}{dt} + x'_S \alpha_k i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} + p\mathcal{G}_m k_R \psi_{Rx}, \\
0 &= \frac{1}{\dot{O}_R} \psi_{Rx} + \frac{d\psi_{Rx}}{dt} - k_R r_R i_{Sx} - (\alpha_k - p\mathcal{G}_m) \psi_{Ry}, \\
0 &= \frac{1}{\dot{O}_R} \psi_{Ry} + \frac{d\psi_{Ry}}{dt} - k_R r_R i_{Sy} + (\alpha_k - p\mathcal{G}_m) \psi_{Rx}, \\
m &= k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \\
\bar{T}_m \frac{d\mathcal{G}_m}{dt} &= m - m_i.
\end{aligned} \tag{1.59}$$

Система дифференциальных уравнений первого порядка (1.59) в операторной форме примет вид:

$$\begin{aligned}
u_{Sx} &= r(1 + T'_S s) i_{Sx} - x'_S \alpha_k i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} - p \mathcal{G}_m k_R \psi_{Ry}, \\
u_{Sy} &= r(1 + T'_S s) i_{Sy} + x'_S \alpha_k i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} + p \mathcal{G}_m k_R \psi_{Rx}, \\
0 &= \frac{1}{\dot{O}_R} (1 + \dot{O}_R s) \psi_{Rx} - k_R r i_{Sx} - (\alpha_k - p \mathcal{G}_m) \psi_{Ry}, \\
0 &= \frac{1}{\dot{O}_R} (1 + \dot{O}_R s) \psi_{Ry} - k_R r i_{Sy} + (\alpha_k - p \mathcal{G}_m) \psi_{Rx}, \\
m &= k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \\
\bar{T}_m s \mathcal{G}_m &= m - m_i.
\end{aligned} \tag{1.60}$$

Дополнительно введена постоянная времени $T'_S = \frac{x'_S}{r}$. Напомним, что уравнения представлены в безразмерном виде.

Для разработки структуры системы (1.60) представим систему уравнений в следующем виде:

$$\begin{aligned}
i_{Sx} &= (u_{Sx} + x'_S \alpha_k i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} + p \mathcal{G}_m k_R \psi_{Ry}) \frac{\frac{1}{r}}{(1 + T'_S s)}, \\
i_{Sy} &= (u_{Sy} - x'_S \alpha_k i_{Sx} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} - p \mathcal{G}_m k_R \psi_{Rx}) \frac{\frac{1}{r}}{(1 + T'_S s)}, \\
\psi_{Rx} &= (k_R r i_{Sx} + (\alpha_k - p \mathcal{G}_m) \psi_{Ry}) \frac{T_R}{(1 + T_R s)}, \\
\psi_{Ry} &= (k_R r i_{Sy} - (\alpha_k - p \mathcal{G}_m) \psi_{Rx}) \frac{T_R}{(1 + T_R s)}, \\
m &= k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \\
\mathcal{G}_m &= \frac{1}{s} \left(\frac{1}{\bar{T}_m} \right) (m - m_h), \\
\gamma &= \frac{1}{s} (\alpha_k).
\end{aligned} \tag{1.61}$$

Напомним введенные ранее обозначения:

$$r_S = \frac{R_S}{R_b}, \quad r_R = \frac{R_R}{R_b}, \quad x_S = \frac{\omega_b L_S}{R_b}, \quad x_R = \frac{\omega_b L_R}{R_b}, \quad x_m = \frac{\omega_b L_m}{R_b}, \quad \bar{T}_m = \frac{J \omega_b^2}{M_b},$$

$$r = r_S + k_R^2 r_R, \quad k_R = \frac{x_m}{x_R}, \quad x'_S = x_S - \frac{x_m^2}{x_R}, \quad \bar{T}_R = \frac{x_R}{r_R}, \quad T'_S = \frac{x'_S}{r}.$$

Системе уравнений (1.61) соответствует структура, представленная на рисунке 1.72. Файл *Fig1_72* содержит модель в *Simulink*, исполняющая решение системы (1.61) в относительной форме.

Система (1.61) записана для двухфазной асинхронной машины в произвольной системе координат. Модель предусматривает возможность работы в неподвижной (*Stationary*), синхронной (*Synchronous*) системах, а так же во вращающейся синхронно с ротором (*Rotor*). Выбор системы координат осуществляется переключателями *Manual Switch1* и *Manual Switch*. На выходе блока *Integrator1* формируется текущий угол состояния координаты *Gamma*, управляющий работой преобразователя координат (*Subsystem*). Все блоки, связанные с управлением системой координат, выделены жёлтым цветом.

Блоки, выделенные голубым цветом, моделируют реактивную нагрузку двигателя. Двигатель может работать с реактивной, активной и смешанной нагрузками.

Предусмотрен вывод переменных: тока статора и потокосцепления ротора в трёхфазном виде, для чего использованы преобразователи двухфазного сигнала в трёхфазный 2/3. Преобразователи взяты из файла *Fig1_43*.

На рисунке 1.72 показано управление двигателем путём подачи двухфазного напряжения на обмотку статора, при чём реверс осуществляется изменением порядка чередования фаз с помощью переключателя *Switch*, настроенного на определённое время. Синусоидальные напряжения в относительных единицах подаются на преобразователь координат, модель которого взята из файла *Fig1_46*, преобразуются в соответствии с выбранным способом управления координатами и подаются на модель двигателя.

Для моделирования инерционных звеньев первого порядка в каналах тока статора и потокосцепления ротора использован блок передаточной функции *Transfer Fcn*.

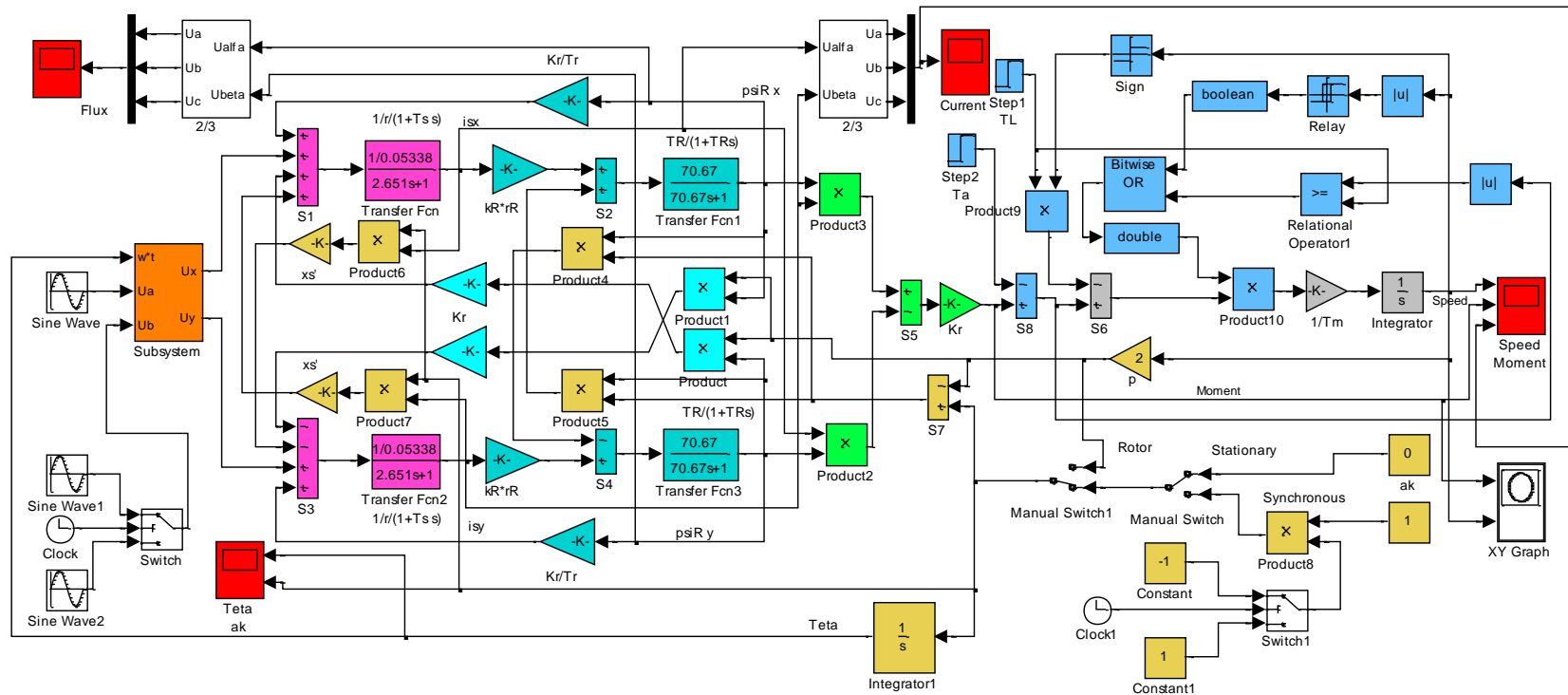


Рисунок 1.72 – Структура модели асинхронного двигателя в Simulink в относительных единицах (Fig1_72)

Модель, представленная на рисунке 1.72, требует ввода параметров двигателя в относительных единицах. Расчет параметров схемы замещения асинхронного двигателя (см. файл *Fig1_51*) предусматривает формирование параметров в относительных единицах. Например, для двигателя *RA112M4* результаты расчета параметров схемы замещения двигателя представлены на рисунке 1.66. Сведём расчётные значения относительных параметров в таблицу 1.3.

Таблица 1.3 – Параметры двигателя *RA112M4* в о.е.

Параметр	r_r	r	k_r	x'_s	T_r	T'_s	\bar{T}_m	M_n, H_m
Величина	0,03599	0,05338	0.9718	0,1415	70,67	2,651	55,42	26,71

Базовые параметры двигателя сведены в таблицу 1.4

Таблица 1.4 – Базовые параметры двигателя *RA112M4*

Параметр	$U_b, В$	$I_b, А$	$M_b, Нм$	$m_n, о.е.$	$\omega_b, 1/с$	$t_b, с$
Величина	310,3	12,02	35,62	0,75	314,2	1/314,2

Указанные параметры в таблице 1.3 введены в модель (*Fig1_72*). Время моделирования выбрано $50 \cdot \pi$ в о.е., что соответствует 0,5с действительному времени. Время переключения на реверс – $25 \cdot \pi$ о.е.

Настройка амплитуды и частоты напряжений на двигателе показаны на рисунке 1.73.

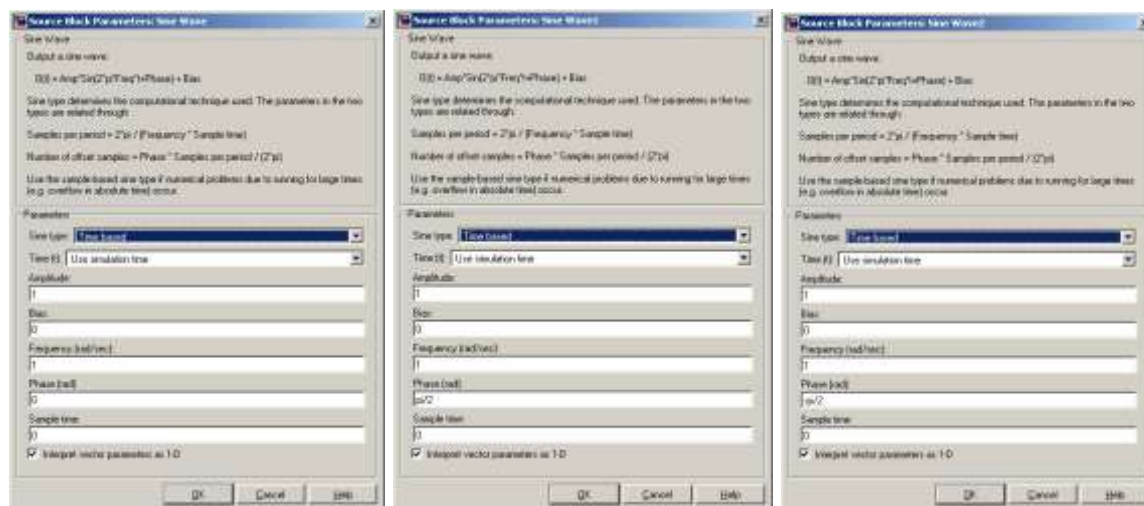


Рисунок 1.73 – Ввод параметров источников питания двигателя

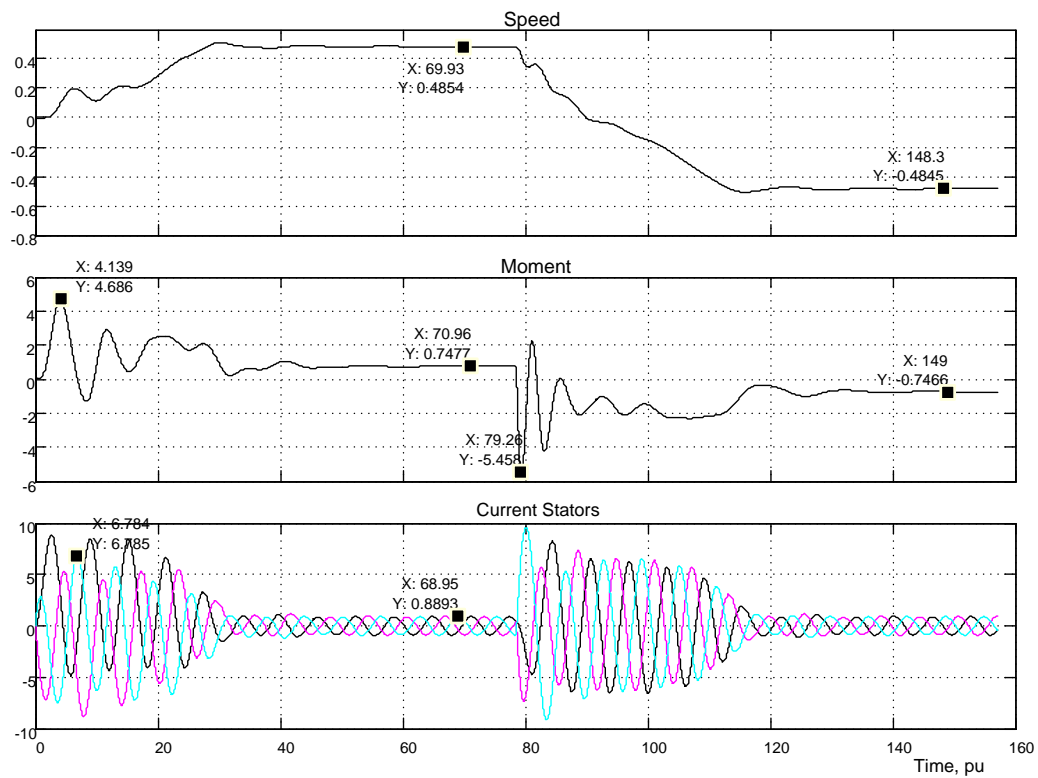


Рисунок 1.74 – Результаты моделирования пуска – реверса асинхронного двигателя с реактивной нагрузкой, равной номинальному значению

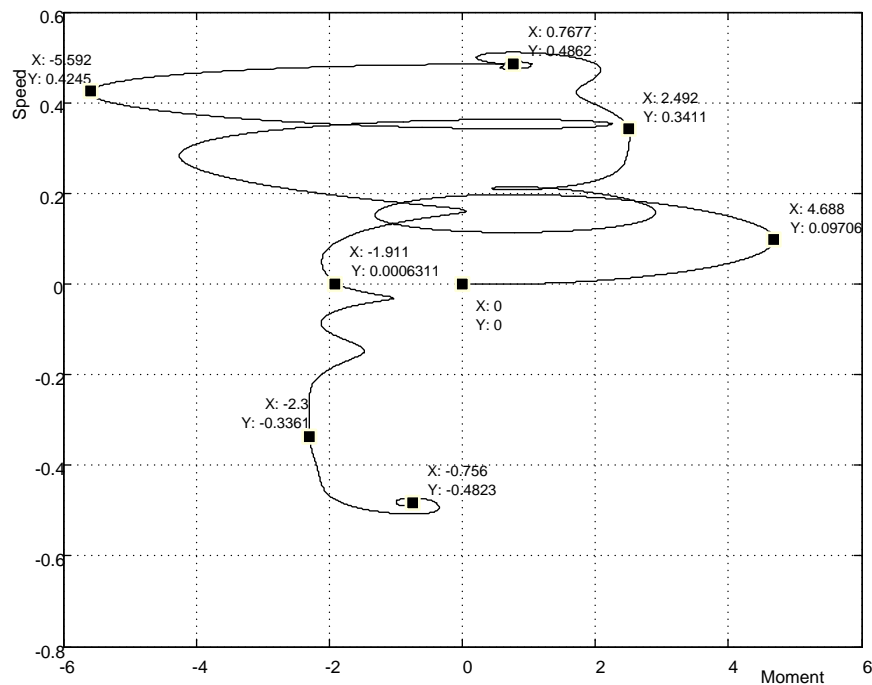


Рисунок 1.75 – Динамическая механическая характеристика двигателя типа RA112M4

Момент нагрузки 0,75о.е. введён по реактивному входу TL. Суммарный момент инерции принят большим в два раза относительно момента инерции двигателя, что соответствует $\bar{T}_m=55,42\text{о.е.}$

Результаты моделирования пуска – реверса путём прямого включения в сеть представлены на рисунке 1.74. Сравним полученные результаты с результатами, представленными на рисунке 1.70. Различие состоит только в масштабах времени. И качественно и количественно эти результаты совпадают, что свидетельствует о идентичности предлагаемой модели и модели, содержащейся в библиотеке *SimPowerSystems*. Отличие предлагаемой модели состоит в ограничении возможности наблюдать изменение всех возможных переменных. Так как предлагаемая модель была спроектирована в двух переменных: ток обмотки статора и потокосцепление ротора, то эти переменные выводятся, а другие переменные в результате преобразований были исключены и следовательно, процесс изменения их во времени наблюдать нельзя. В этом различие и недостаток этой модели. Однако некоторые возможности расширены. Например, двигатель может работать с реактивной, активной и смешанных нагрузках. Кроме того, в отличие от модели *SimPowerSystems*, структура доступна для исследований и детального изучения, что, несомненно, является с учебной (или познавательной) точки зрения преимуществом. Следует, так же обратить внимание на факт, что структура реализована на элементах библиотеки *Simulink* без привлечения элементов библиотеки *SimPowerSystems*.

1.2.4.3 Структура асинхронного двигателя в абсолютных единицах

Перепишем систему уравнений (1.61) в абсолютных единицах без особых пояснений. Для полученной системы уравнений (1.62) структура модели не меняется, меняются параметры двигателя, переписанные в абсолютных единицах (рисунок 1.76).

Таблица 1.5 – Параметры схемы замещения двигателя *RA112M4* в абсолютных единицах

Параметр	R_R	k_R	R	L'_s	T_R	T'_s	$1/J$
Значение	0,9289	0,9718	1,378	0,01163	0,225	0,008438	50

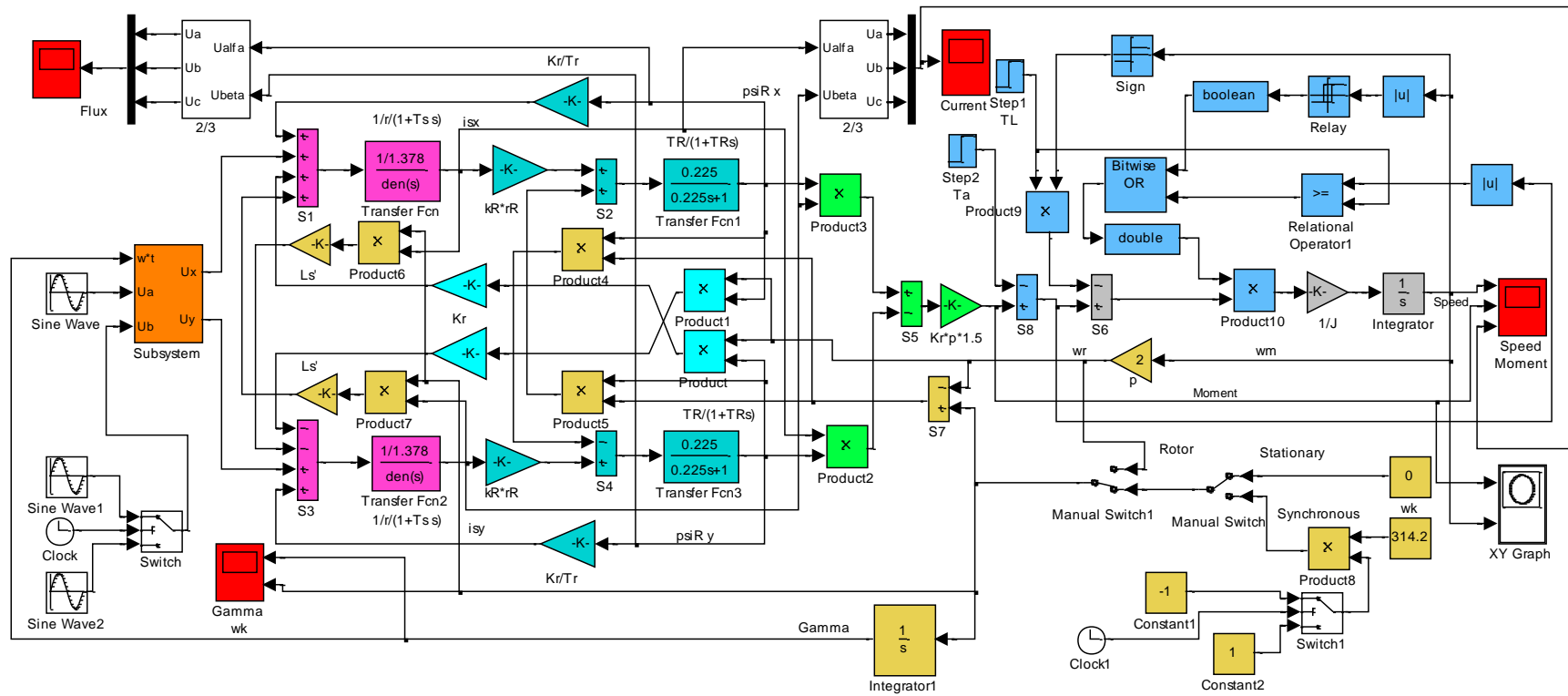


Рисунок 1.76 – Структура модели асинхронного двигателя в абсолютных единицах (Fig1_76)

Необходимые параметры двигателя *RA112M4* в абсолютных единицах рассчитываются в файле *Fig1_51*. Для этого вводим справочные данные двигателя из таблицы 1.2, запускаем моделирование и сводим полученные расчетные параметры схемы замещения в таблицу 1.5.

Базовые параметры данного двигателя приведены в таблице 1.4. Номинальный момент двигателя – 26,71Нм.

$$\begin{aligned}
 i_{Sx} &= (u_{Sx} + L'_S \omega_k i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} + p \omega_m k_R \psi_{Ry}) \frac{\frac{1}{R}}{(1 + T'_S s)}, \\
 i_{Sy} &= (u_{Sy} - L'_S \omega_k i_{Sx} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} - p \omega_m k_R \psi_{Rx}) \frac{\frac{1}{R}}{(1 + T'_S s)}, \\
 \psi_{Rx} &= [k_R R i_{Sx} + (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Ry}] \frac{\dot{O}_R}{(1 + \dot{O}_R s)}, \\
 \psi_{Ry} &= [k_R R i_{Sy} - (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Rx}] \frac{\dot{O}_R}{(1 + \dot{O}_R s)}, \\
 T_e &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \\
 \omega_m &= \frac{1}{s} \left(\frac{1}{J} \right) (T_e - T_a - T_L), \\
 \gamma &= \frac{1}{s} (\omega_k).
 \end{aligned} \tag{1.62}$$

Напомним введенные ранее обозначения:

$$\begin{aligned}
 R_S, R_R, L_S, L_R, L_m, J, R &= R_S + k_R^2 R_R, \quad k_R = \frac{L_m}{L_R}, \quad L'_S = L_S - \frac{L_m^2}{L_R}, \quad T_R = \frac{L_R}{R_R}, \\
 T'_S &= \frac{L'_S}{R}.
 \end{aligned}$$

Параметры двухфазного напряжения, подаваемого на эквивалентный двухфазный двигатель, показаны на рисунке 1.77.

Рассмотрим пуск и реверс двигателя при реактивном моменте нагрузки, равном номинальному значению. Для чего на вход TL модели двигателя подаётся сигнал от блока Step1 величиной 26,71Нм.

Время моделирования принято 0,5с, реверс при достижении времени 0,25с.

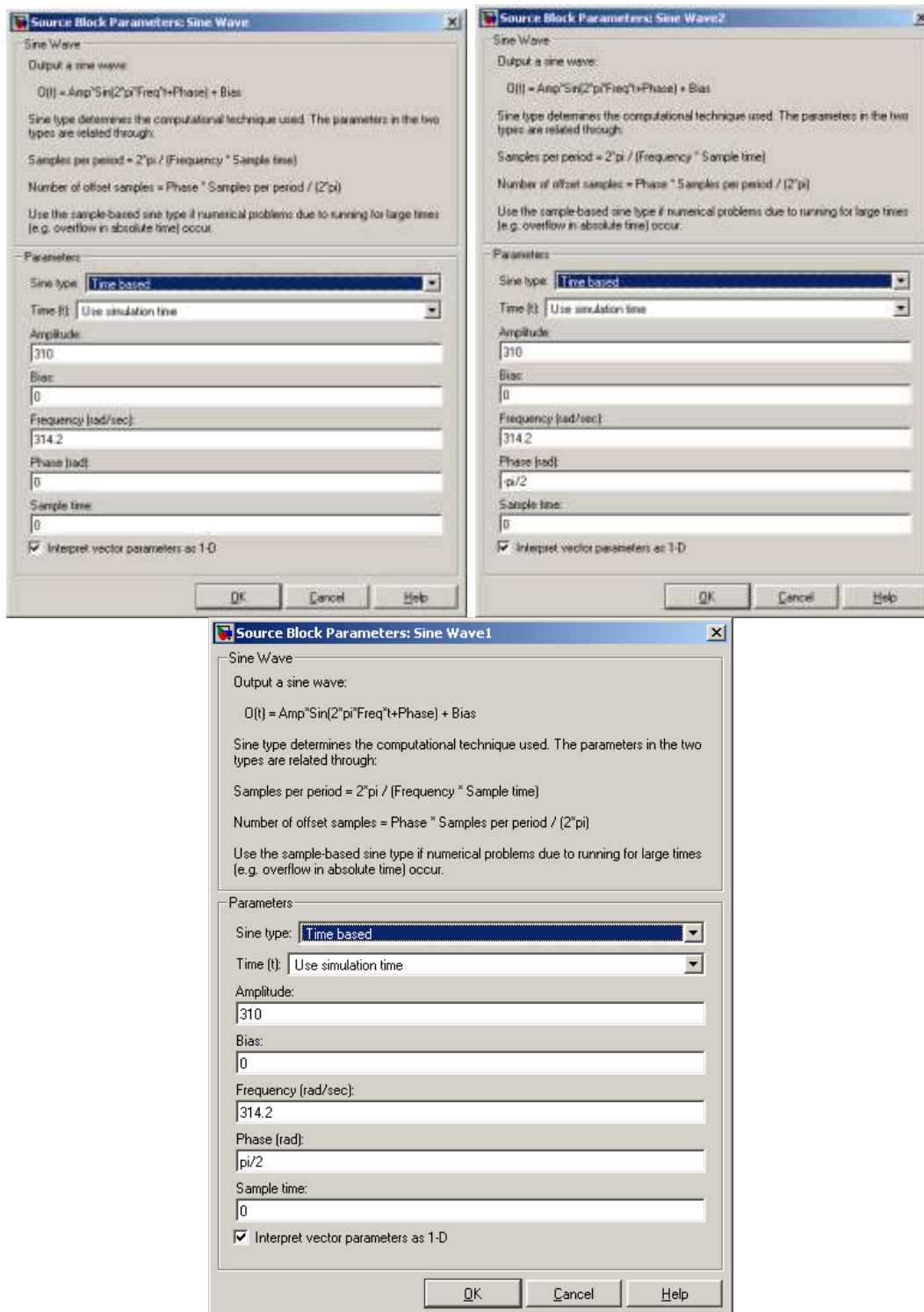


Рисунок 1.77 – Диалоговые окна ввода сетевых напряжений

Анализ двух расчётов: с модернизированной моделью *SimPower-Systems* (см. рисунок 1.68) и с разработанной по математическому описанию (см. рисунок 1.78) показывает их полное сходжение, что позволя-

ет утверждать о возможности использования разработанной модели в исследованиях электропривода переменного тока.

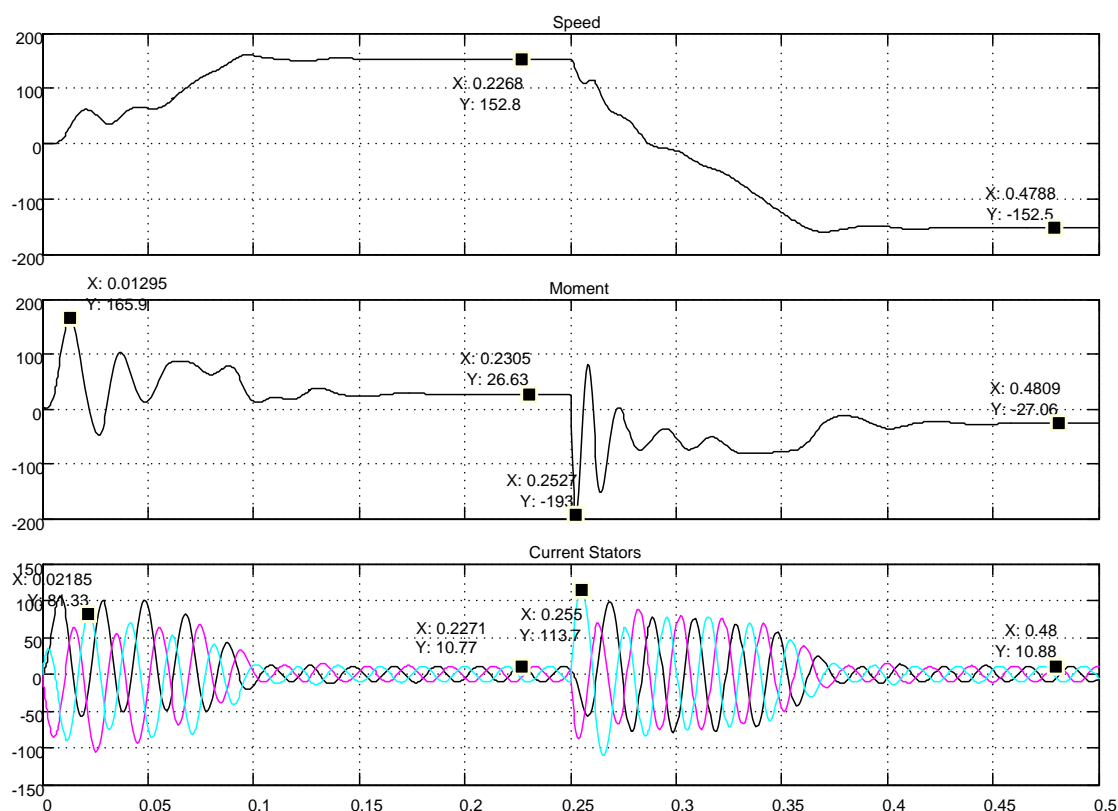


Рисунок 1.78 – Результаты работы разработанной модели асинхронного двигателя (моделирование пуска – реверса двигателя RA112M4 с реактивной нагрузкой номинального значения)

1.2.4.4 О преобразователях координат

В п. 1.2.1.1.4 были рассмотрены теоретические основы построения преобразователей координат из неподвижной во вращающуюся систему и из вращающейся в неподвижную (см. файлы *Fig2_46*, *Fig1_48*).

При построении реальных систем электропривода переменного тока, как асинхронных, так и синхронных, практически всегда в систему управления включаются преобразователи координат (рисунок 1.79). Это обусловлено тем, что реализация регуляторов возможна лишь во вращающейся системе координат, а реальные токи в обмотках статора – это токи в неподвижной системе координат. Поэтому, как правило, современные электроприводы переменного тока содержат преобразователи обоих типов (рисунок 1.79).

Кроме того, структура электропривода переменного тока (рисунок 1.79) содержит преобразователи фаз 2/3 и 3/2. Первые преобразовывают двухфазные параметры токов или напряжений в трёхфазные, а вторые преобразовывают трёхфазные токи и напряжения в двухфазные.

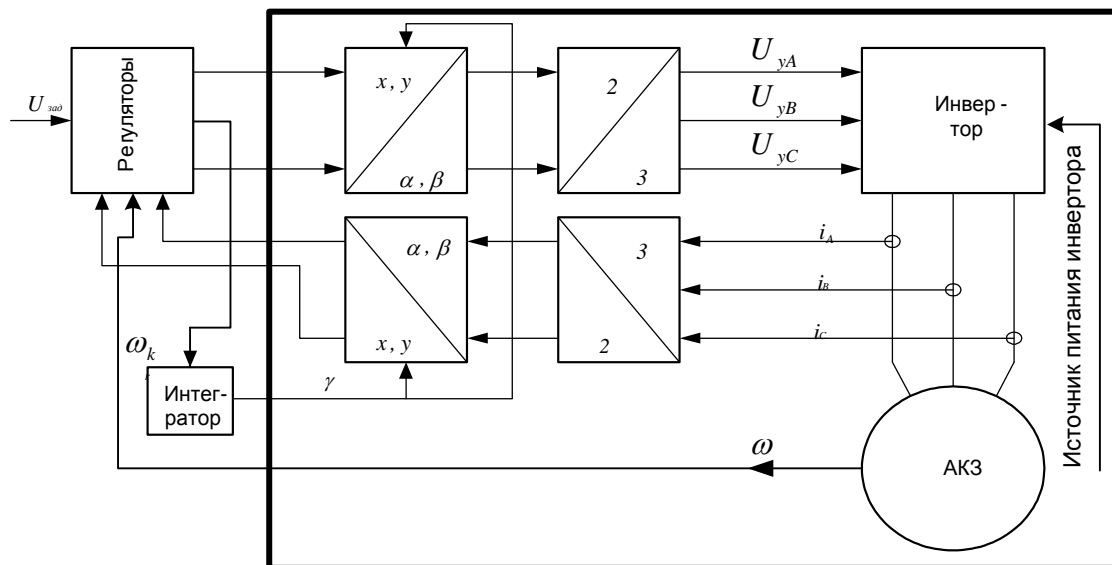


Рисунок 1.79 – Блок-схема электропривода переменного тока

В блоке регуляторов на основе задающего сигнала $U_{зад}$ и сигналов из каналов обратной связи по переменным состояниям вырабатываются сигналы управления во вращающейся системе координат, а также скорость вращения системы координат (ω_k). Переключатель S находится в среднем положении и интегратор поворачивает координаты со скоростью ω_k . Затем выходные сигналы регуляторов переводятся в систему неподвижных координат, которые управляют инвертором. Сигнал обратной связи по току статора, вырабатываемый в неподвижной системе координат, преобразуется во вращающуюся систему и только тогда он может быть подан на регуляторы.

Для примера рассмотрим результаты моделирования привода переменного тока, представленного в файле *Fig1_76*, для трёх возможных состояний координат: неподвижная $\omega_k = 0$, синхронная с частотой питающего напряжения ($\omega_k = \omega_i$) и вращающаяся вместе с электрической частотой вращения ротора ($\omega_k = \omega_r$).

Результаты моделирования показаны на рисунках 1.80...1.82.

Так как электромагнитный момент двигателя является произведением выбранной пары векторов (см. выражения (1.35)), а произведение определяется значениями их модулей и углом между векторами, то мо-

мент не зависит от того, в какой системе координат векторы представлены [2, 3].

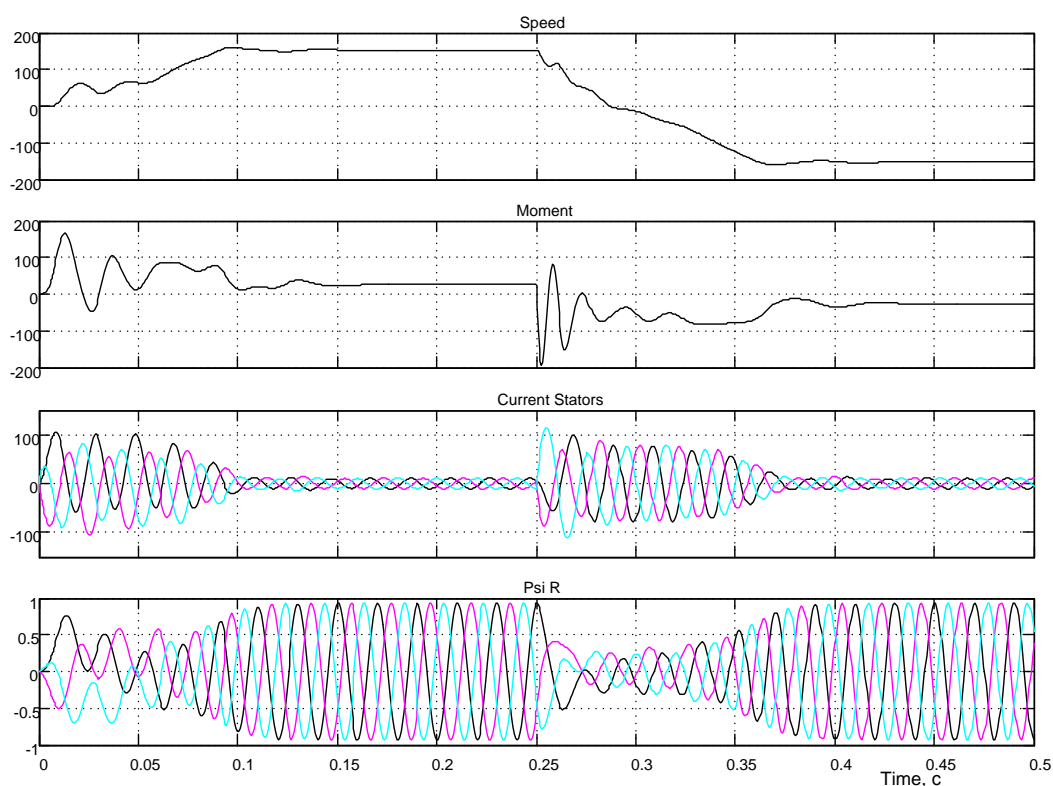


Рисунок 1.80 – Неподвижная система координат $\omega_k = 0$

Данное положение подтверждается результатами моделирования в различных системах координат, представленными на рисунках 1.80...1.82.

Момент двигателя и частота вращения ротора на указанных рисунках имеют одинаковый вид, совпадают по качественным и количественным признакам, так как моделирование выполнено для двигателя *RA112M4*, работающего с реактивной нагрузкой номинального значения.

Доступные для измерения такие переменные параметры двигателя, как ток обмотки статора и потокосцепление ротора имеют различные представления в выбранных системах координат, что наглядно видно на рисунках 1.80...1.82.

В заключение следует отметить, что заявленные возможности моделирования асинхронной машины в *SimPowerSystems* в различных системах координат на практике не нашли подтверждения. Данное ограни-

чение может оказаться серьёзным тормозом на пути реализации моделей приводов по структуре, показанной на рисунке 1.79.

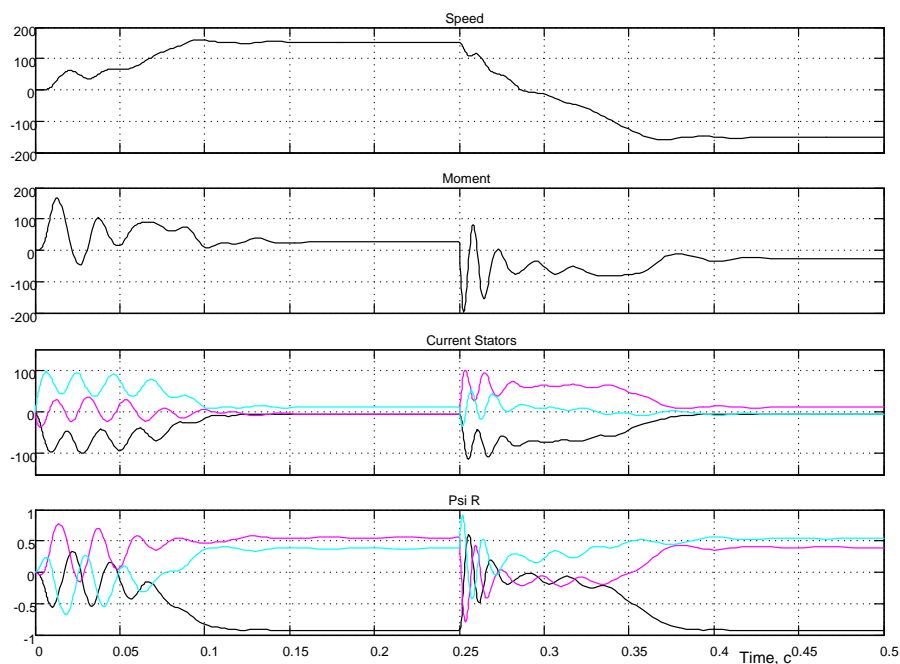


Рисунок 1.81 – Синхронная система координат ($\omega_k = \omega_i$), координаты вращаются с частотой напряжения на двигателе

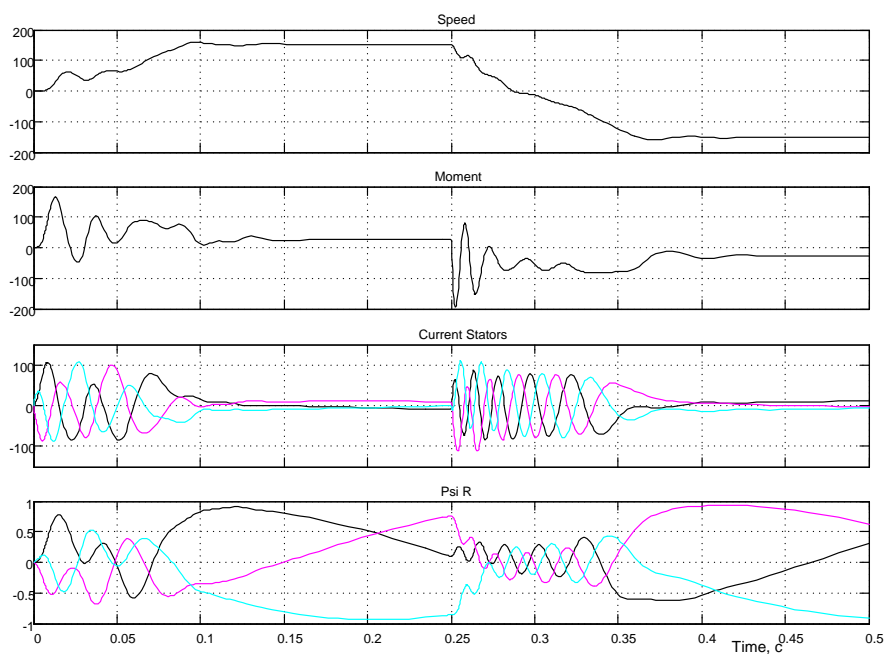


Рисунок 1.82 – Координаты вращаются с электрической частотой вращения ротора ($\omega_k = \omega_r$)

1.3 Нереверсивные тиристорные преобразователи

1.3.1 Двухфазный тиристорный преобразователь

На рисунке 1.83 представлена модель двухфазного нереверсивного тиристорного преобразователя. Источник питания частотой 50Гц AC *Voltage Source* обеспечивает амплитуду в 100В.

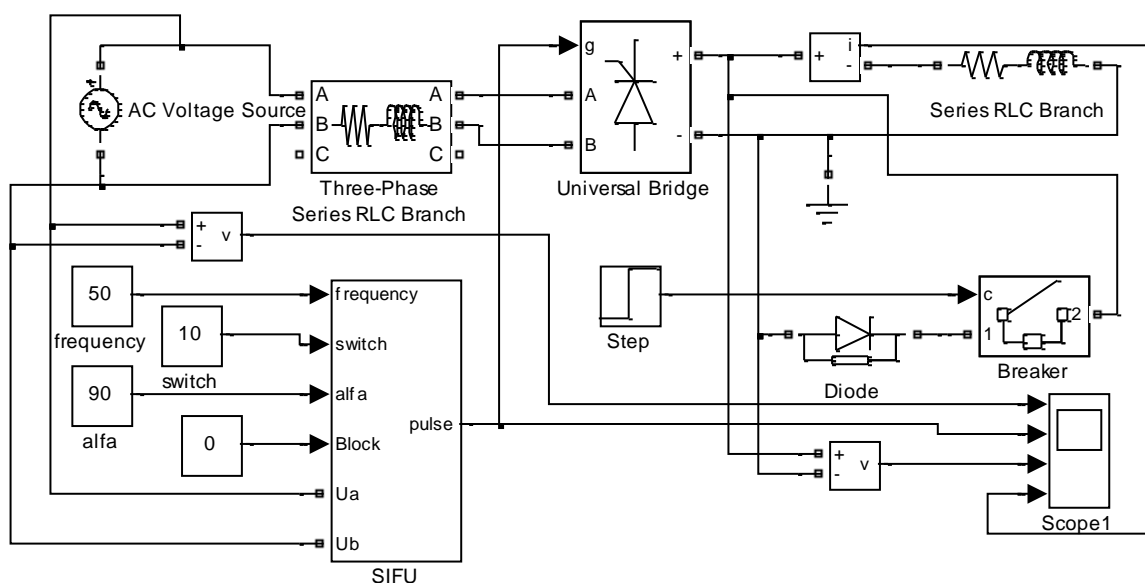


Рисунок 1.83 – Нереверсивный двухфазный тиристорный преобразователь (Fig1_83)

Выпрямление и регулирование выходного напряжения обеспечивается тиристорным преобразователем *Universal Bridge*, который управляется системой импульсно-фазового управления *SIFU*. Нагрузка преобразователя активно-индуктивная – *Series RLC Branch*. Предусмотрена возможность подключения нулевого вентиля *Diode*. Результаты исследования отражаются на экране осциллографа *Scope1* в виде четырёх диаграмм: сетевое напряжение U_{ab} , сигнал управления тиристорами *Pulse*, выходное напряжение преобразователя (выпрямителя) U_n и ток в нагрузке I_n .

Схема модели системы импульсно-фазового управления (СИФУ) и временная диаграмма работы её показаны на рисунках 1.84, 1.85.

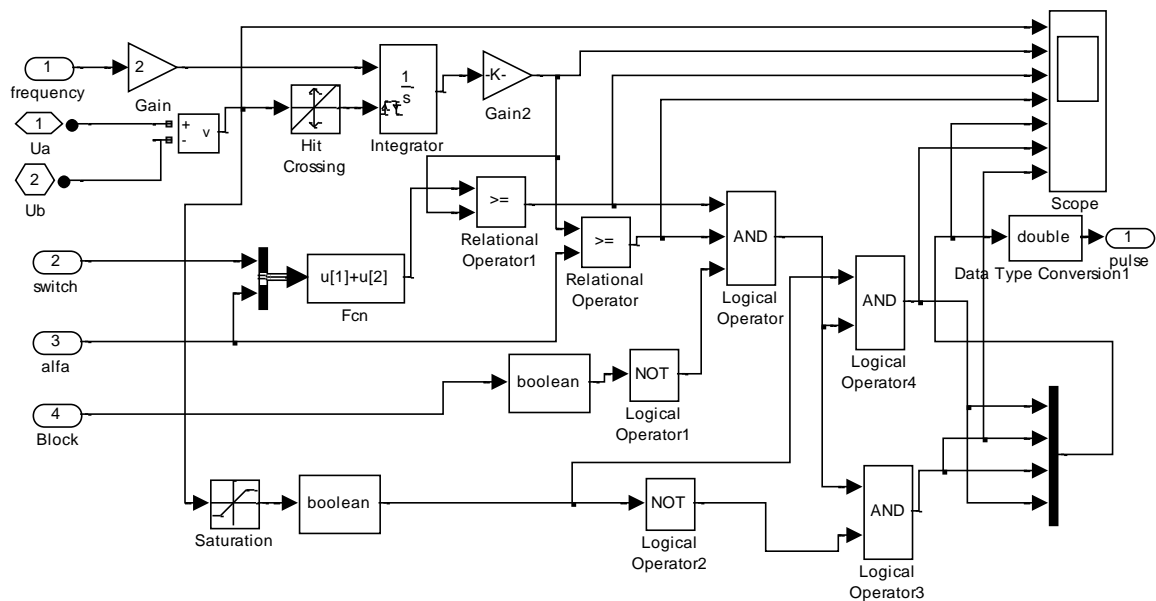


Рисунок 1.84 – Схема модели СИФУ

Интегратор устанавливается в исходное нулевое состояние сигналом перехода синхронизирующего напряжения через ноль. За время половины периода питающего (синхронизирующего) напряжения выходное напряжение интегратора достигает 1В, так как коэффициент усиления блока Gain выбран равным двум. Далее очередным переходом синхронизирующего напряжения через ноль, интегратор устанавливается в исходное состояние и начинается очередной процесс линейного нарастания выходного напряжения на выходе (см. рисунок 1.85). Так работает генератор пилообразного напряжения (ГПН). Однако, для обеспечения возможности ввода угла управления α (*alfa*) в градусах, выходное напряжение интегратора усиливается в 180 раз (см. вторую диаграмму на рисунке 1.85).

Для формирования импульсного сигнала заданной длительности (ширины) switch используется логическая схема 3И (*Logical Operator*). На первый вход 3И подаётся результат временного сравнения суммарного напряжения *alfa* и *switch*, а на второй – только напряжения *alfa*. При чём, напряжение ГПН по сравнению с первой схемой сравнения *Relational Operator1* подано на первый вход схемы сравнения *Relational Operator*. Такая схема коммутации входов схем сравнения позволила решить две задачи: получить фазовый сдвиг импульса управления и сформировать импульс необходимой длительности. На третий вход 3И через инвертор подаётся сигнал блокировки СИФУ в виде напряжения в один вольт. На время блокировки все сигналы Pulse отсутствуют и преобразователь не управляется. На приведённых диаграммах (рисунок

1.85) демонстрируется процесс формирования угла управления $\alpha=90$ градусов.

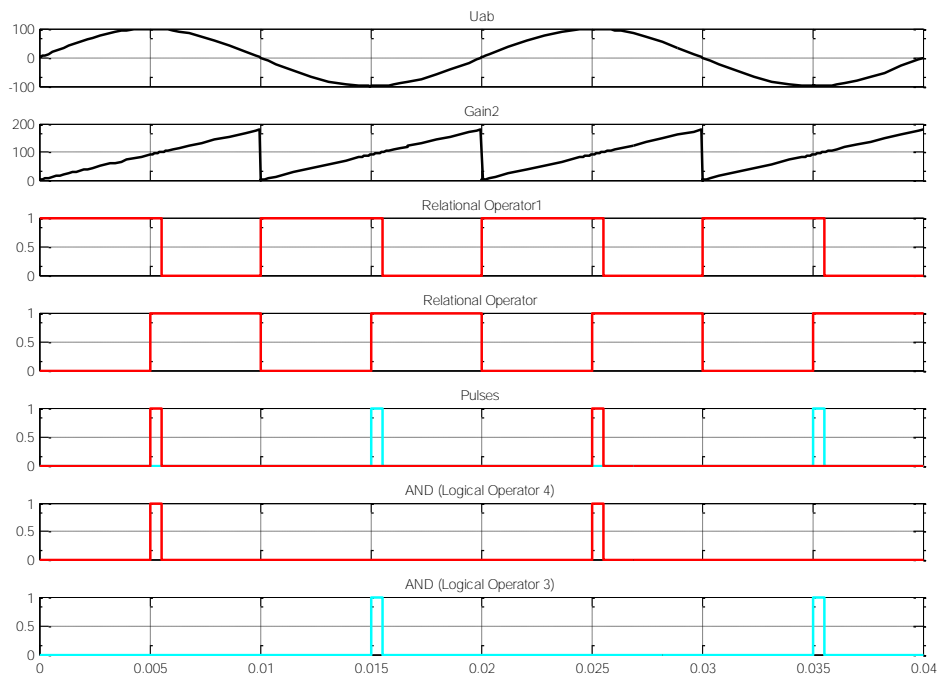


Рисунок 1.85 – Временная диаграмма работы СИФУ

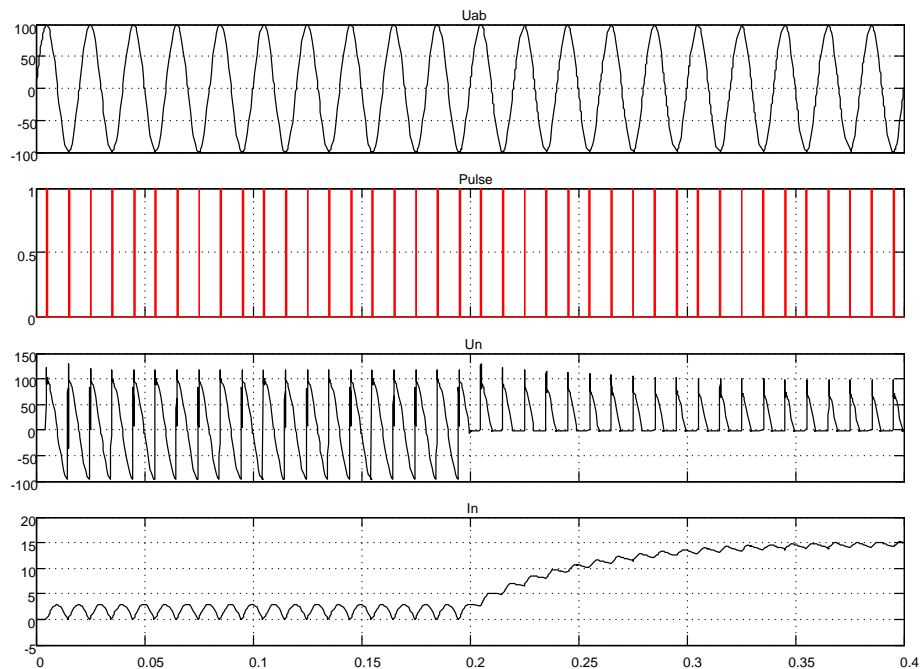


Рисунок 1.86 – Результаты моделирования работы преобразователя на активно-индуктивную нагрузку с углом $\alpha=90$ без нулевого вентиля и с ним

На рисунке 1.86 представлены временные диаграммы работы преобразователя без диода (время $0 \dots 0,2\text{с}$) и с диодом (время $0,2\text{с} \dots 0,4\text{с}$).

Преобразователь управляется импульсными сигналами с фазовым сдвигом относительно питающего напряжения 90° электрических градусов. При отсутствии вентиля с бесконечно большим значением индуктивности нагрузки выходное напряжение и ток нагрузки должны соответствовать нулевому значению. При выбранных параметрах нагрузки моделированием процесса установлено, что ток прерывистый с амплитудой около $2,5\text{А}$. Противоздс нагрузки держит тиристоры рабочей группы в открытом состоянии почти четверть периода, что приводит к минимальному среднему выпрямленному напряжению.

Увеличенный фрагмент диаграммы, иллюстрирующий режим работы без вентиля, показан на рисунке 1.87. Из диаграммы видно, что тиристоры остаются открытыми в начале отрицательной полуволны питающего напряжения и это не позволяет нарастать току.

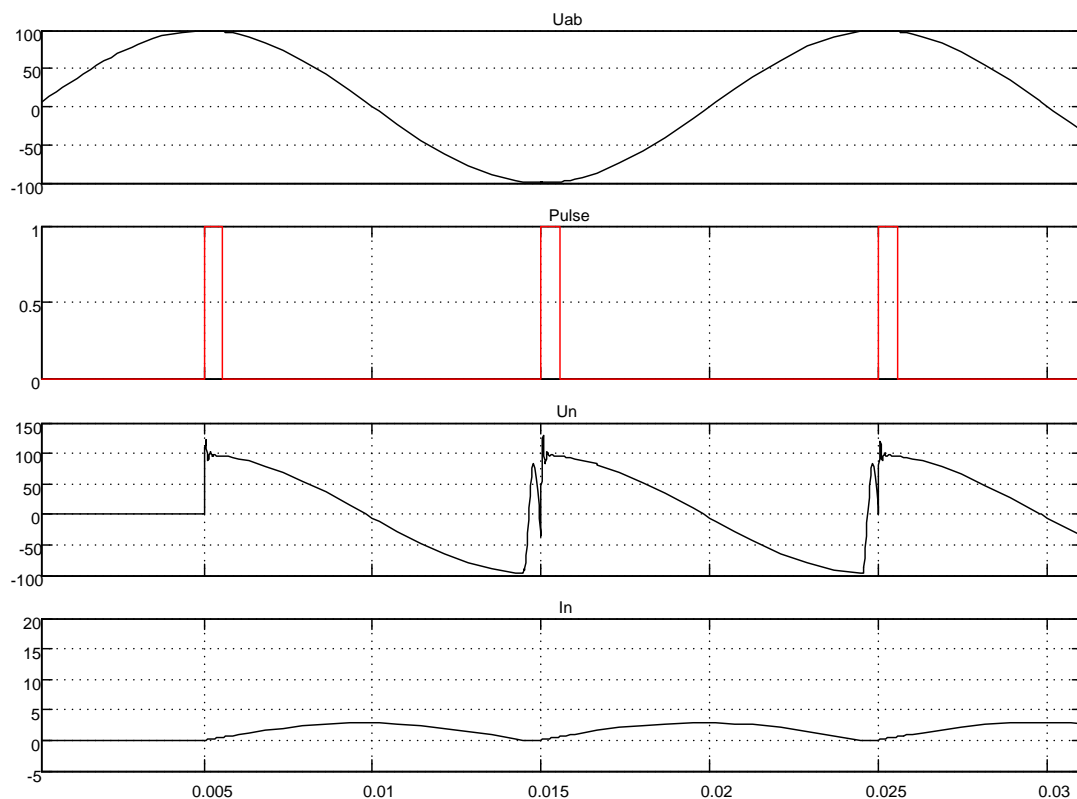


Рисунок 1.87 – Фрагмент временной диаграммы работы без вентиля

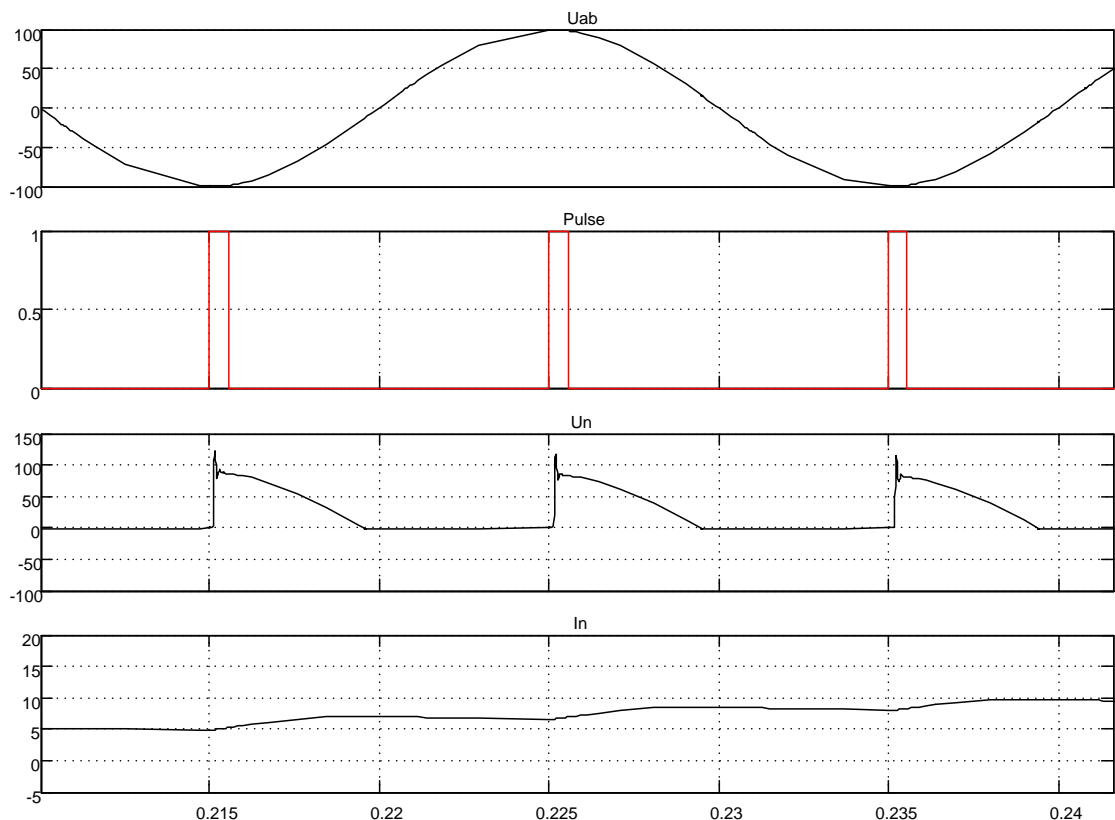


Рисунок 1.88 - Фрагмент временной диаграммы работы с вентилем

Вторая часть диаграммы на рисунке 1.86 (работа с вентилем) иллюстрирует принципиально другой режим работы. Вентили рабочей группы тиристорного преобразователя включаются в работу с углом $\alpha=90$ градусов и при снижении текущего выпрямленного напряжения до нуля противоэдс нагрузки замыкается через вентиль, обеспечивая снижение до нуля тока в рабочей группе и закрывание тиристоров. Ток в паузе между концом полуволны питающего напряжения и следующим импульсом управления поддерживается энергией, запасённой в реактивном элементе нагрузки через нулевой вентиль. Как показано на рисунке 1.86 с момента включения нулевого вентиля ток нагрузки стал нарастать до установившегося значения. Фрагмент в увеличенном масштабе показан на рисунке 1.88. Ток в нагрузке непрерывный.

На рисунке 1.89 показана работа преобразователя без нулевого вентиля с различными углами управления: до момента времени 0,1с был задан угол 90 градусов, и далее – 30 градусов.

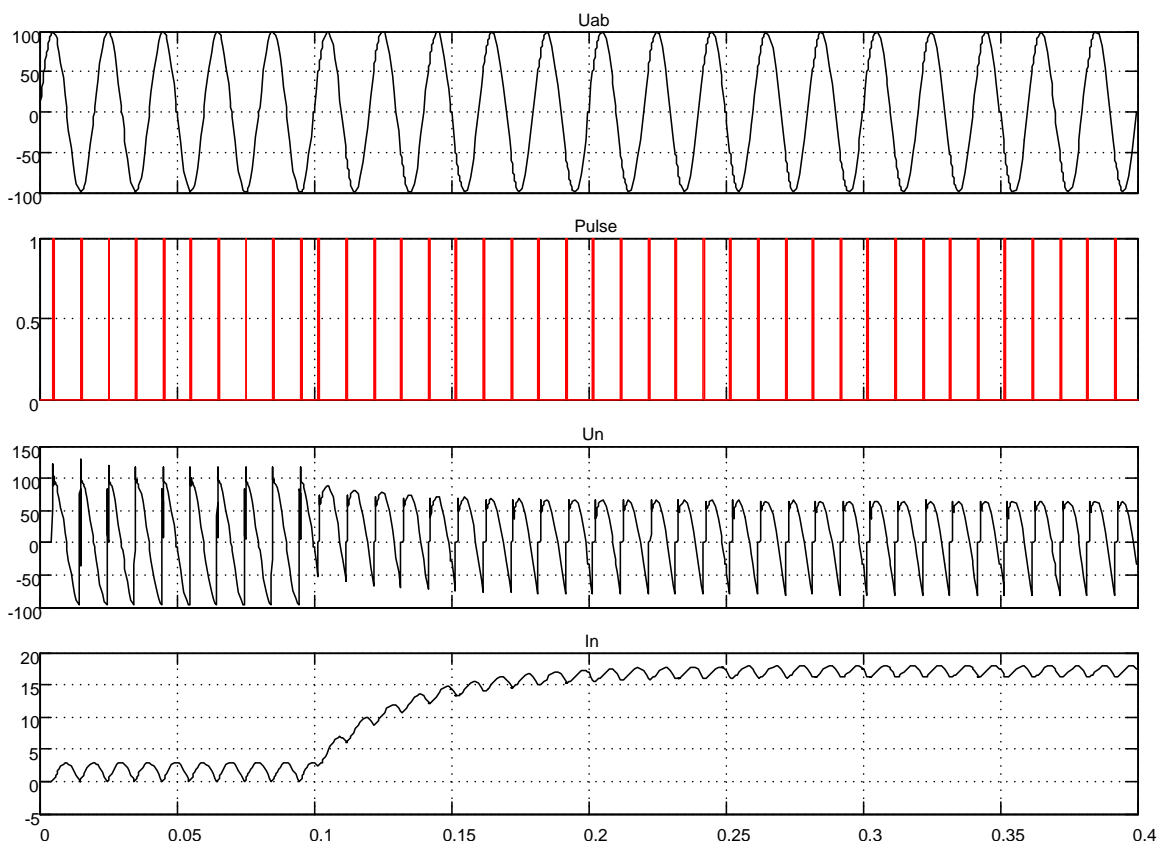


Рисунок 1.89 – Моделирование процессов при мгновенном изменении угла управления с 90 на 30 градусов

Ток нагрузки с минимального значения, при угле управления 90 градусов, с подачей угла в 30 градусов стал расти до установившегося значения с постоянной времени $T = \frac{L_{\text{енд}} + L_i}{R_{\text{енд}} + R_i}$, где $L_{\text{енд}}$ и $R_{\text{енд}}$ – индуктивность и активное сопротивление источника питания; L_i и R_i – параметры нагрузки.

С увеличением тока нагрузки во времени амплитуда выпрямленного напряжения уменьшается за счёт падения напряжения источника питания на активном сопротивлении источника. Кроме того, с ростом тока нагрузки увеличивается угол коммутации, хорошо различимый на рисунке 1.90. Импульс управления подан на преобразователь и текущее значение выпрямленного напряжения равно нулю. Включены обе рабочие группы тиристорного преобразователя, источник питания закорочен накоротко, выходное напряжение равно нулю до тех пор, пока идёт процесс коммутации – снижения тока работавшей группы до нуля и роста тока во включённой группе до тока в нагрузке. В момент закрытия тиристоров работавшей группы происходит скачкообразный про-

цесс увеличения текущего выпрямленного напряжения – процесс коммутации закончен.

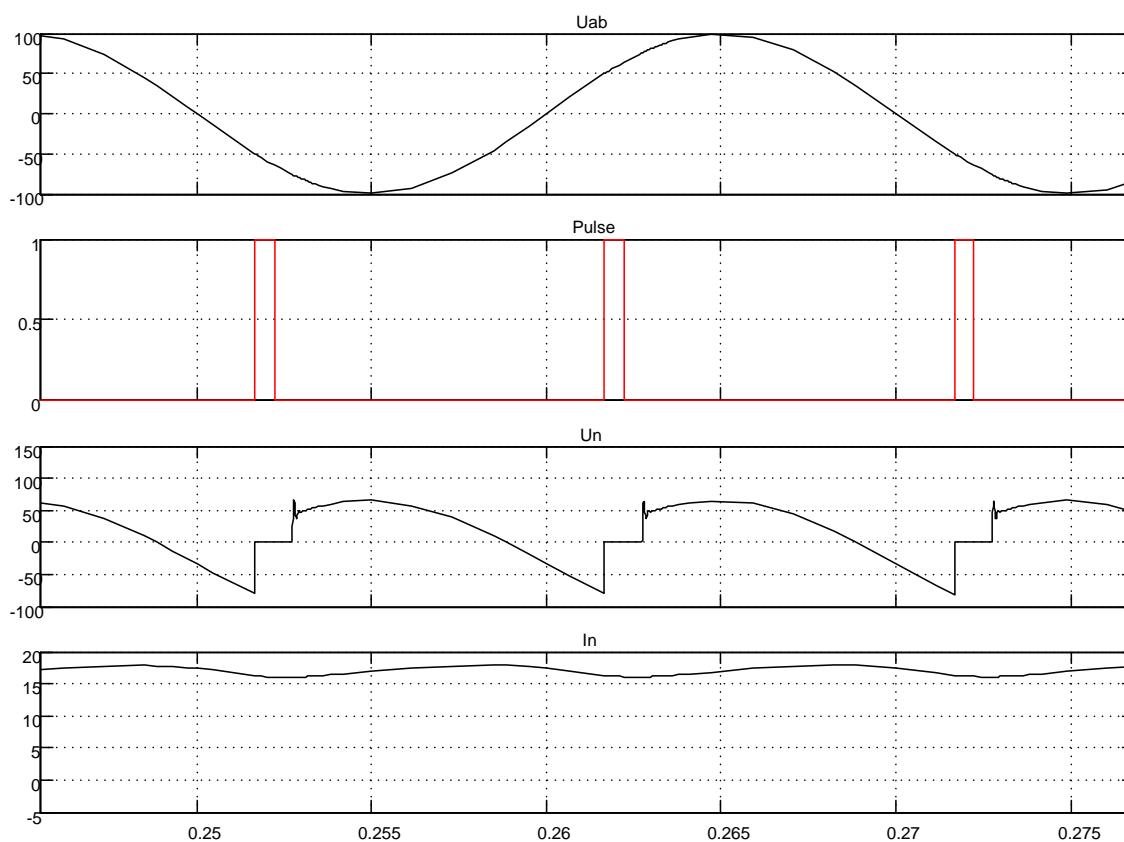


Рисунок 1.90 – Влияние угла коммутации на выпрямленное напряжение

Длительность процесса коммутации зависит от индуктивности источника и коммутируемого тока (тока нагрузки). На рисунке 1.89 на третьей диаграмме этот процесс можно проследить.

1.3.2 Нереверсивный мостовой трёхфазный тиристорный преобразователь

Схема модели представлена на рисунке 1.91, а сама модель в Simulink в файле *Fig1_91*. Схема включает трёхфазный источник питания, внутренние параметры источника питания или реактора в случае питания от сети бесконечной мощности представлены R,L -блоком, выпрямление и регулирование выходного напряжения осуществляется трёхфазным тиристорным мостом *Universal Bridge*, нагрузкой является активно-индуктивная цепь *Series RLC Branch*, управление тиристорным мостом фазоимпульсное и производится блоком *Synchronized 6-Pulse Generator (СИФУ)*.

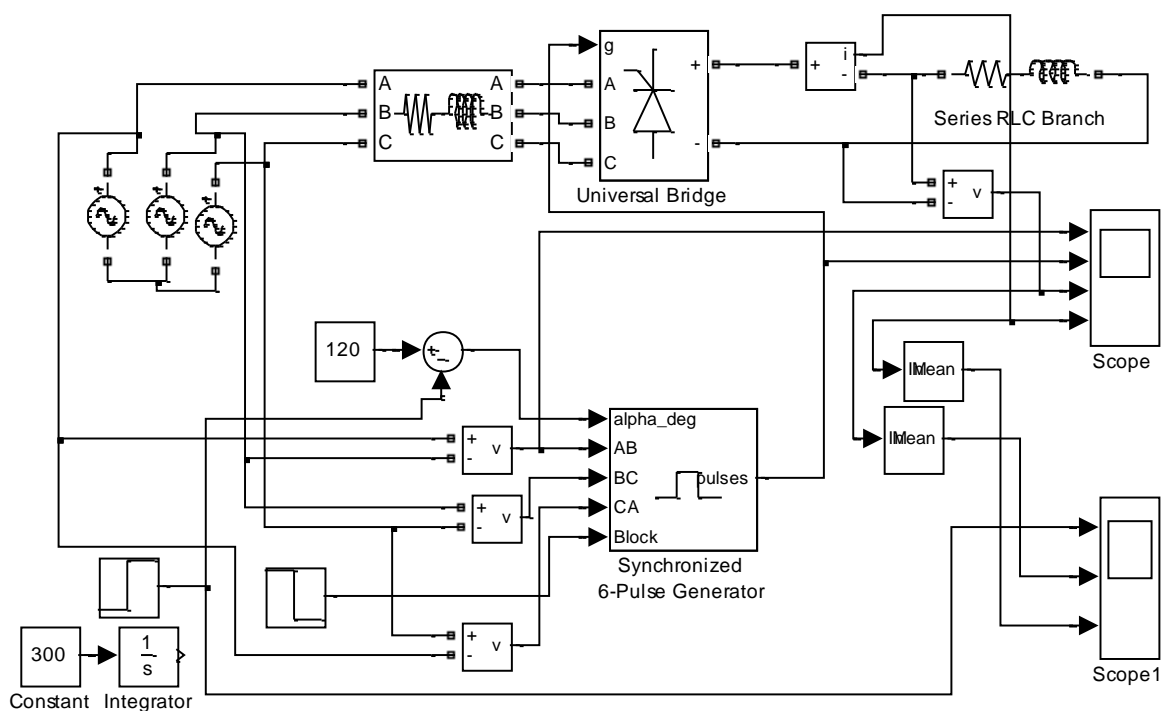


Рисунок 1.91 – Схема модели трёхфазного тиристорного преобразователя с начальным углом управления $\alpha_0=120$ град. (Fig1_91)

Начальное значение угла управления выбрано 120 град., при заданной нагрузке этому углу соответствует нулевое значение тока в нагрузке. С уменьшением индуктивности ток нагрузки при $\alpha_0=120$ град. будет уменьшаться до нулевого уровня. Для исключения помех, возникающих в канале управления тиристорным мостом при включении в сеть, СИФУ блокируется на время 0,01с путём подачи на это время сигнала единичного уровня на вход *Block*. Работа СИФУ синхронизирована с питающей сетью подачей линейных напряжений, обозначенных на входах СИФУ.

На экране осциллографа *Scope* отображаются диаграммы изменения линейного напряжения U_{AB} , последовательности импульсов управления тиристорным мостом *Pulses*, выходного напряжения на нагрузке U_n и тока в нагрузке I_n . Для наблюдения и регистрации (*Scope1*) изменения выходного напряжения и тока в средних значениях использован блок *Mean*, который выделяет гладкую составляющую выходного параметра.

Результаты моделирования показаны на рисунке 1.92. Из диаграммы видно, что ток при $\alpha=120$ град. практически равен нулевому значению. При подаче на вход управляющего угла в $\alpha=20$ град. преобразова-

тель открывается и ток в нагрузке возрастает в соответствии с эквивалентной постоянной.

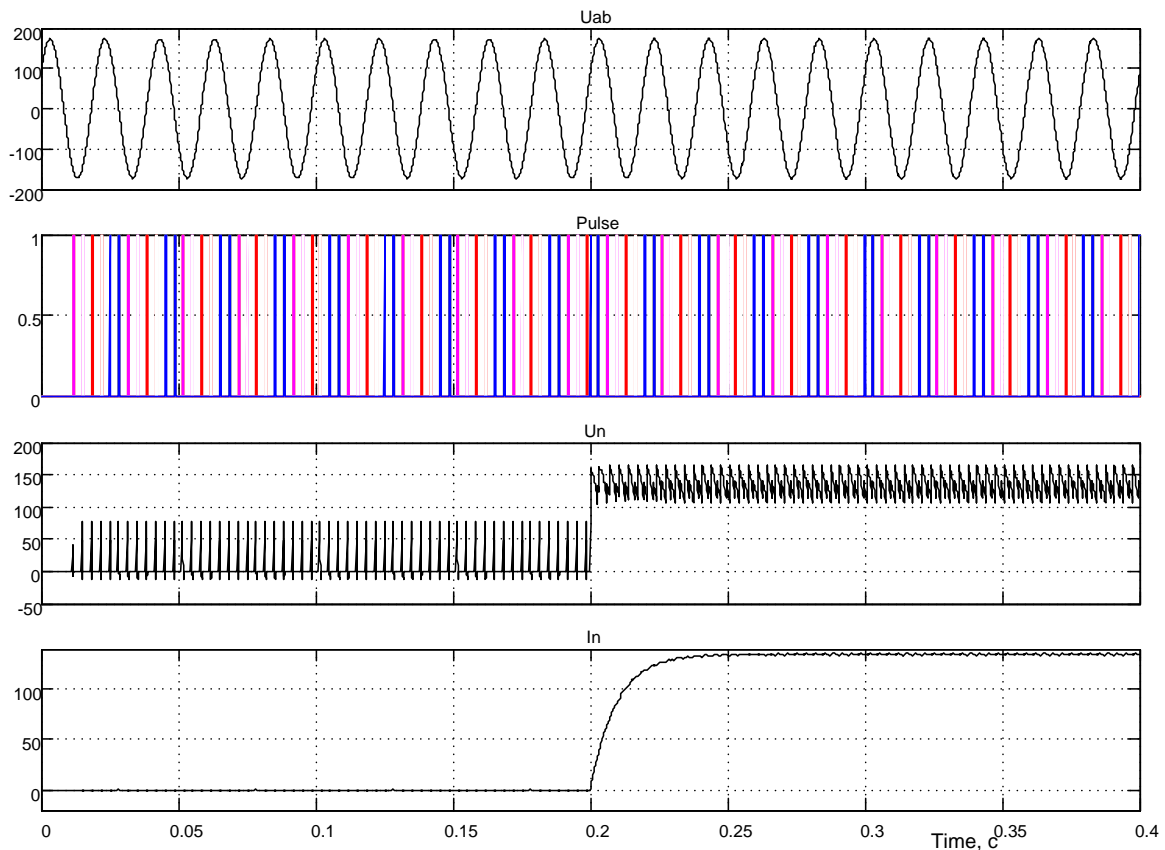


Рисунок 1.92 – Результаты моделирования работы преобразователя с блокировкой в течение 0.01с, работа с $\alpha=120$ град. и с $\alpha=20$ град.

Особый интерес представляет реакция тиристорного преобразователя на линейно возрастающий управляющий сигнал от $\alpha=120$ град. до $\alpha=0$ град. Для этого используем интегратор с постоянным входным сигналом 300 и соединим выход его с входом преобразователя. Через 0,4с выходное напряжение интегратора будет равно 120В (град.), что равносильно изменению угла управления от $\alpha=120$ град. до $\alpha=0$ град.

Реакцию тиристорного преобразователя на линейно нарастающий сигнал управления проследим с помощью *Scope1*.

На рисунке 1.93 представлены результаты моделирования. Напомним, что выходное напряжение и ток нагрузки усреднены до гладкой составляющей с помощью блока Mean. Если тиристорный преобразователь является безинерционным звеном, вид кривой выходного напряжения $U_n(t)$ соответствует статической регулировочной характеристике $U_n=f(\alpha_{ex})$, аналитическое выражение которой $U_n=E_{d0}\cos(\alpha_y)$, где угол управления преобразователем $\alpha_y=120-\alpha_{ex}$. Таким образом, при макси-

мальном значении входного сигнала $\alpha_{\text{вх}}=120$ град. угол управления преобразователем $\alpha_y=0$ град. и выходное напряжение принимает максимальное значение.

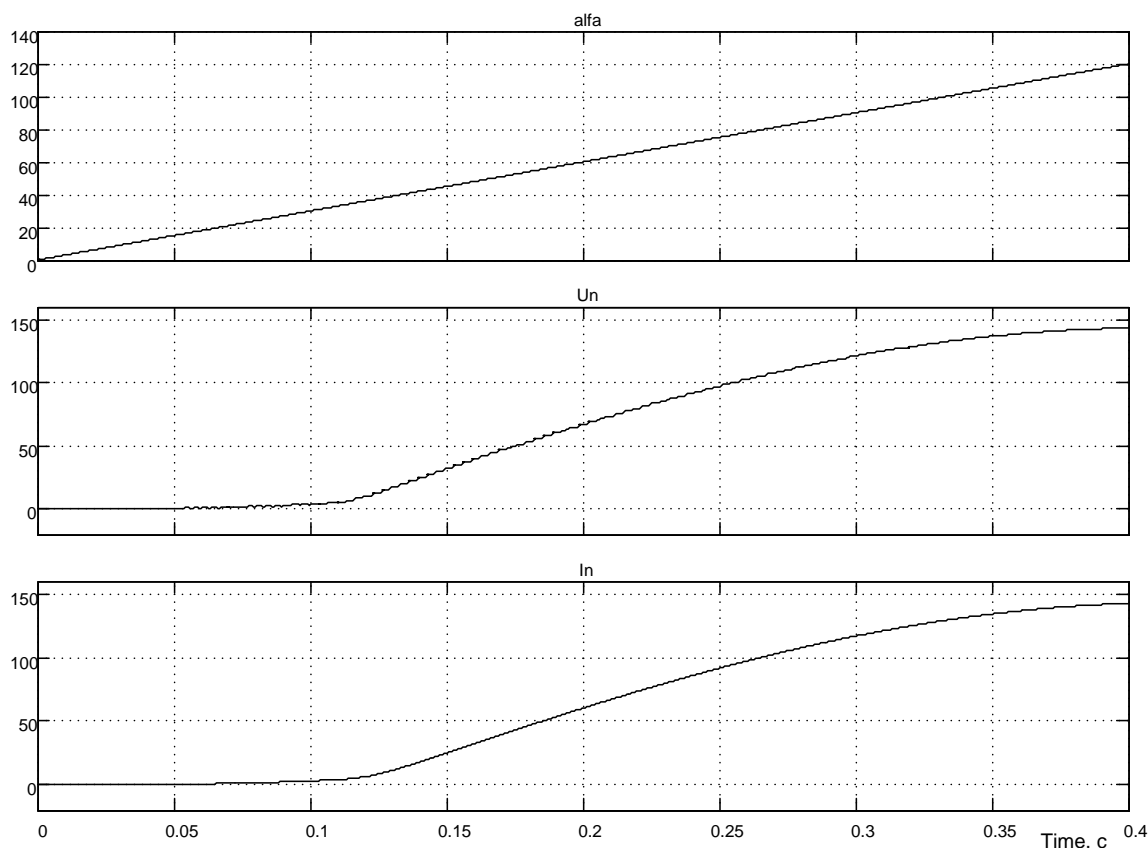


Рисунок 1.93 – Реакция выходного напряжения тиристорного преобразователя на линейно нарастающий входной сигнал управления

Тиристорный мост *Universal Bridge* представляет трёхфазную мостовую схему включения тиристоров, показанную на рисунке 1.94. Нумерация тиристоров представляет последовательность их включения, что нашло отражение при разводке сигналов управления на каждый тиристор (см. рисунок 1.94). Данная схема содержится в файле (*Fig1_94*) и может быть использована при моделировании, когда требуется исследовать ток и напряжения (прямые и обратные) каждого из тиристоров. Всё сказанное справедливо при прямом чередовании фаз питающих напряжений *A*, *B* и *C*.

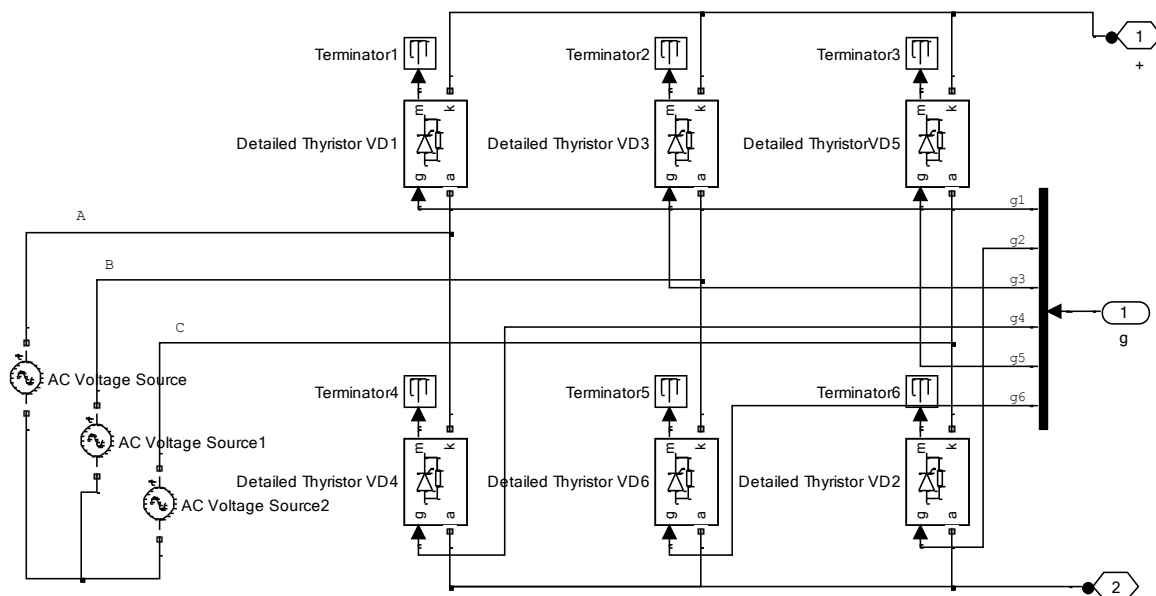


Рисунок 1.94 – Тиристорный мост с объединённой шиной управления *g* (Fig1_94)

На рисунке 1.95 приведена схема модели импульсно-фазового управления тиристорным преобразователем, разработанная *Simulink*. Схема линейного типа, т.е. угол управления находится в прямой пропорциональной зависимости от напряжения управления.



104

Временная диаграмма работы СИФУ показана на рисунке 1.96. Причём показана работа всех шести каналов. Линейно нарастающие (пилообразные) напряжения, синхронизированные питающей сетью, вырабатываются интегратором *Integrator1*. Эти напряжения последовательно во времени сравниваются с напряжением, пропорциональным заданному углу управления. Как только напряжения сравниваются (для каждого канала в своё время), вырабатывается логическая единица на выходе схемы сравнения *Relational Operator1*.

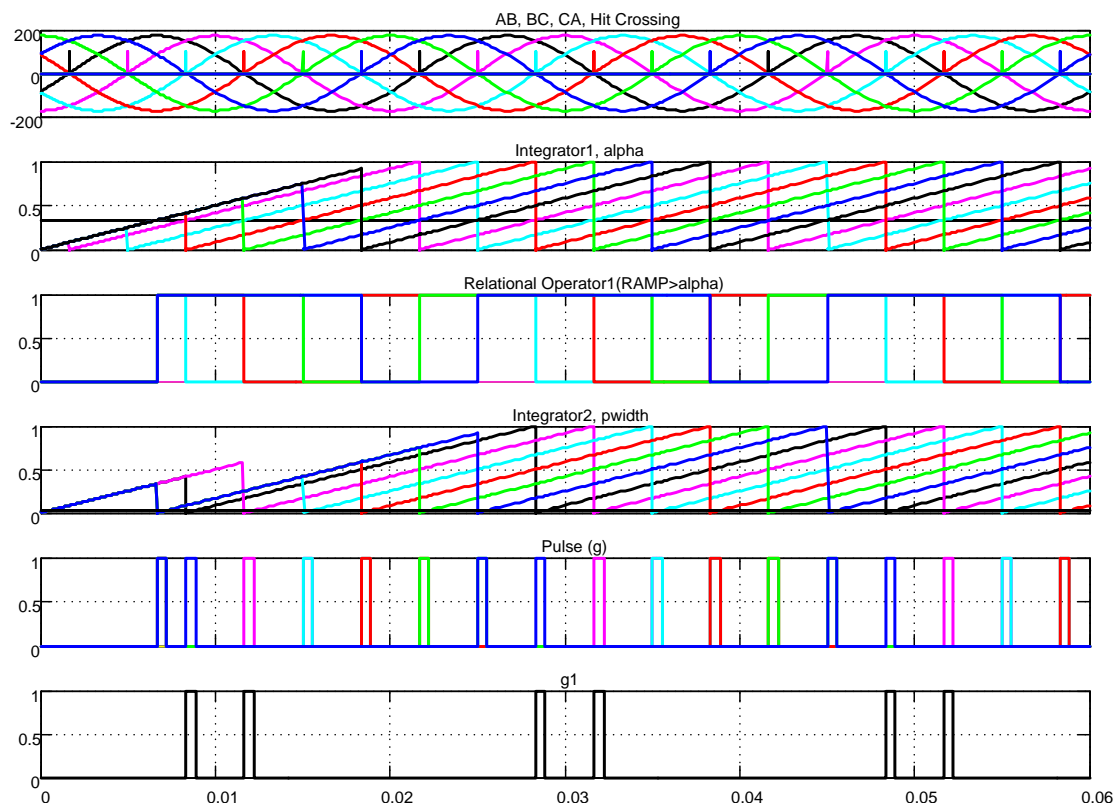


Рисунок 1.96 – Временная диаграмма работы СИФУЛ

Логическая единица формируется на выходе логической схемы AND (*Logical Operator2*), которая устанавливает нулевой уровень выходного напряжения соответствующего интегратора *Integrator2*. В это же время на выходе логической схемы AND (*Logical Operator*) появляется сигнал единичного уровня, используемый уже для управления тиристорным преобразователем. Длительность этого сигнала определяется величиной напряжения, подаваемого на вход *Pwidth* и соответствующего 10...15 электрическим градусам. В данной схеме реализуется вертикальный принцип формирования угла управления.

Для управления тиристорным мостом необходимо одновременно подавать сигналы управления на два тиристора: первый - на тиристор

катодной группы, второй – на соответствующий тиристор анодной группы. Только при этом условии в нагрузке будет протекать ток. Эту задачу выполняет логическая схема (см. рисунок 1.95), состоящая из логического элемента *OR* (*Logical Operator1*) и селектора (*Selector*). На рисунке 1.97 показаны временные положения сигналов управления тиристорами трёхфазного моста при угле управления $\alpha=30$ градусов. На этой диаграмме показаны разным цветом фазные напряжения питающей сети и этим же цветом сигналы управления тиристорами, подключёнными к этим фазам. Разводка управляющих сигналов $g1 \dots g6$ на рисунке 1.94 произведена в соответствии с диаграммой, приведённой на рисунке 1.97.

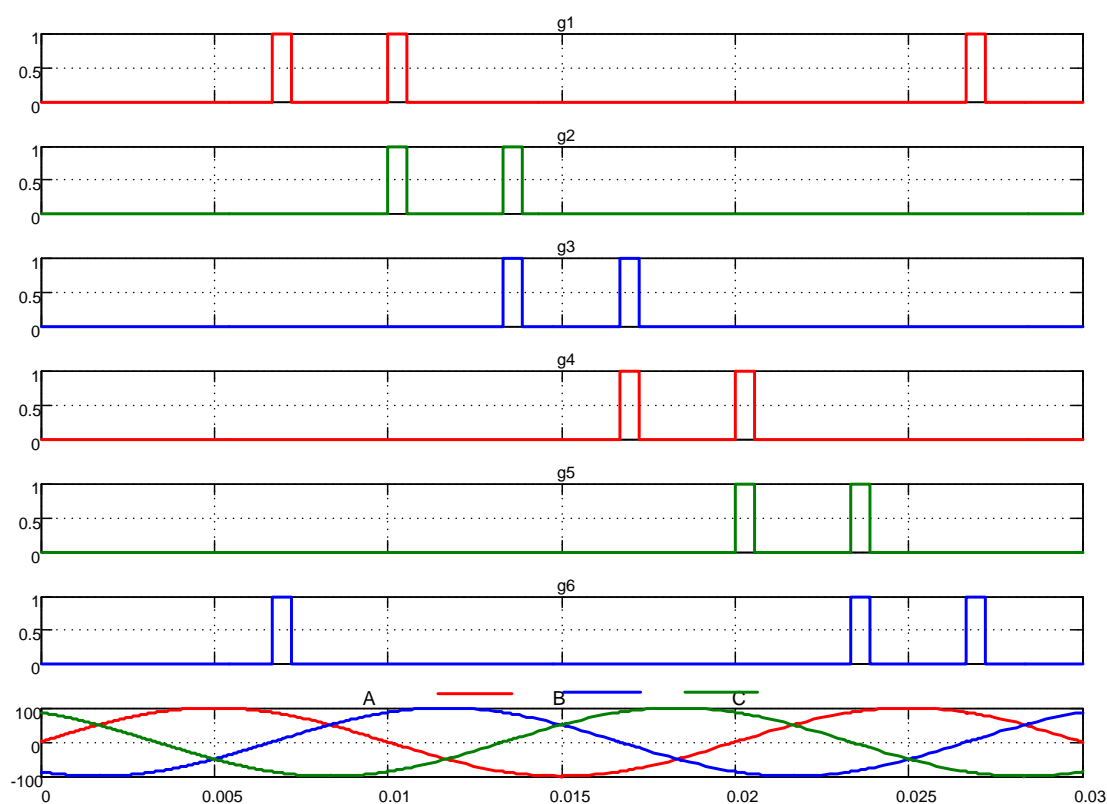


Рисунок 1.97 – Временное расположение импульсов управления тиристорами

Так как на основе блока *Universal Bridge* могут быть реализованы мостовые и нулевые схемы преобразователей, то и система импульсно-фазового управления (*СИФУ*) должна учитывать эту специфику. Для этого введён переключатель *Double Pulsing*, исключающий добавление второго импульса в канал управления тиристором в нулевых схемах преобразователей. Для этого в диалоговом окне настройки *СИФУ* (рисунок 1.98) необходимо убрать кнопку в строке *Double Pulsing*.

Существенным недостатком предлагаемой *Simulink* схемы СИФУ *Synchronized 6-Pulse Generator* является одновременный запуск интеграторов *Integrator1* и *Integrator2* в начальный момент времени и одновременное формирование сигнала управления по нескольким каналам (см. временную диаграмму на рисунке 1.99). Анализ показывает, что в начальный момент включения схемы СИФУ формируются импульсы управления по всем каналам одновременно. Это обстоятельство приводит к аварийному режиму работы преобразователя.

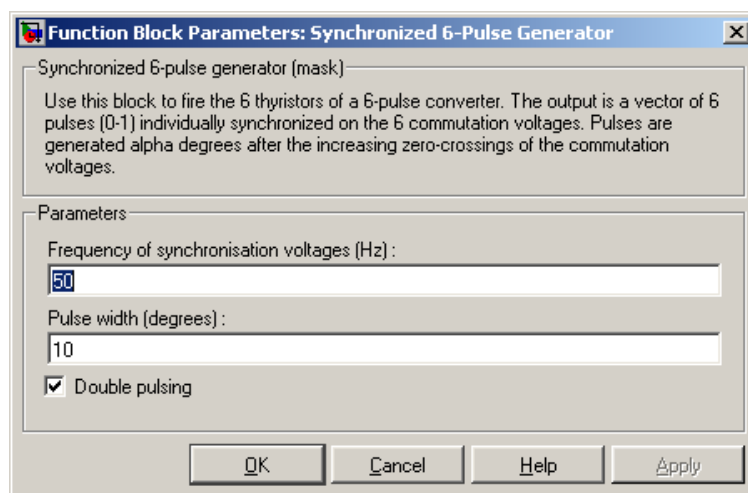


Рисунок 1.98 – Диалоговое окно настройки СИФУ

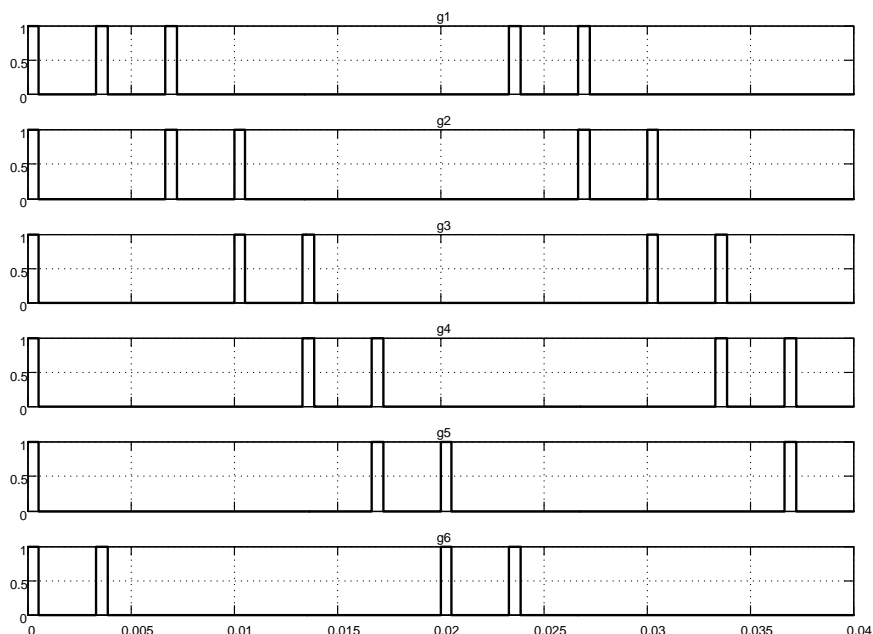


Рисунок 1.99 – Временная диаграмма расположения импульсов управления при заданном угле управления 30 градусов

Теоретически режим упорядочивания моментов включения интеграторов (процесс синхронизации) длится один период питающего напряжения 0,02с. Практически, введение блокировки формирования импульсов по входу *Block* на время 0,01с, исключает аварийный режим.

На рисунке 1.100 представлена схема модели неперевёрнутого трёхфазного мостового тиристорного преобразователя с модернизированной СИФУ.

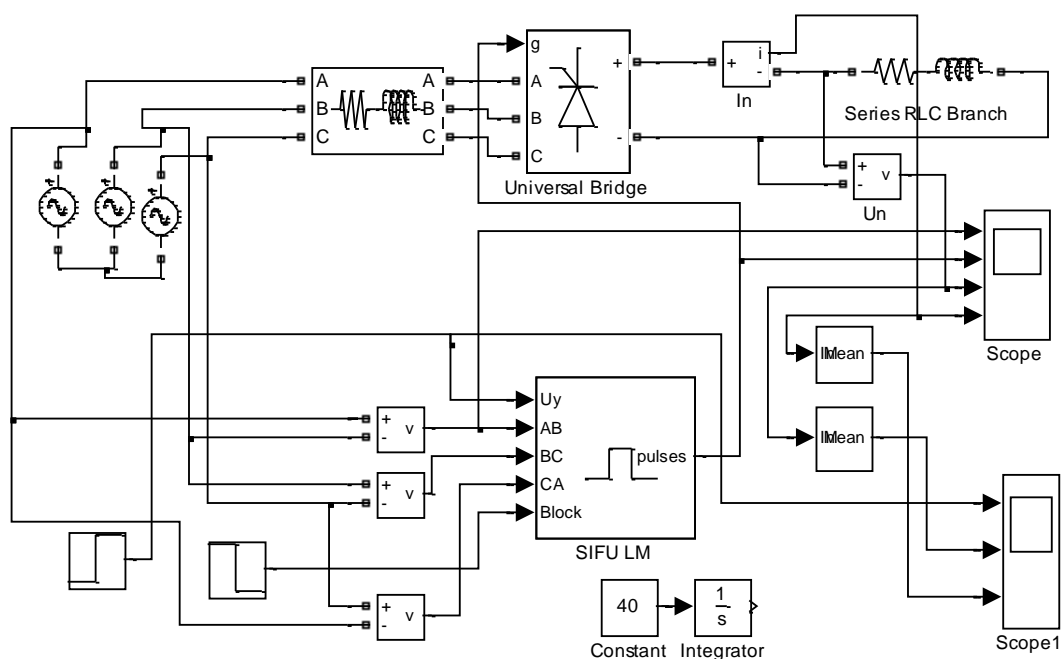


Рисунок 1.100 - Схема модели неперевёрнутого трёхфазного мостового тиристорного преобразователя с модернизированной СИФУ (Fig1_100)

Предлагаемая схема повторяет схему по рисунку 1.91, за исключением модели СИФУ, схема модели которого существенно переработана и предлагается к применению (рисунок 1.101).

Временная диаграмма работы отдельных наиболее важных элементов показана на рисунке 1.102.

Запуск интеграторов *Integrator1* осуществляется импульсами перехода синусоидальных синхронизирующих напряжений через ноль в положительном направлении путём записи единицы в триггеры *Flip-Flop1*. Именно с этого момента начинается рост напряжения интеграторов каждого из шести каналов. Данный факт наглядно подтверждается второй диаграммой на рисунке 1.102. Через 5/6 периода питающего напряжения через селектор триггеры *Flip-Flop1* сбрасываются на ноль, рост напряжений на интеграторах прекращается. Однако это обстоятельство не вносит ограничений на формирование импульсных сигналов необходи-

мой фазы, так как ограничение интеграторов наступает в зоне углов, значительно превышающих максимальный угол π .

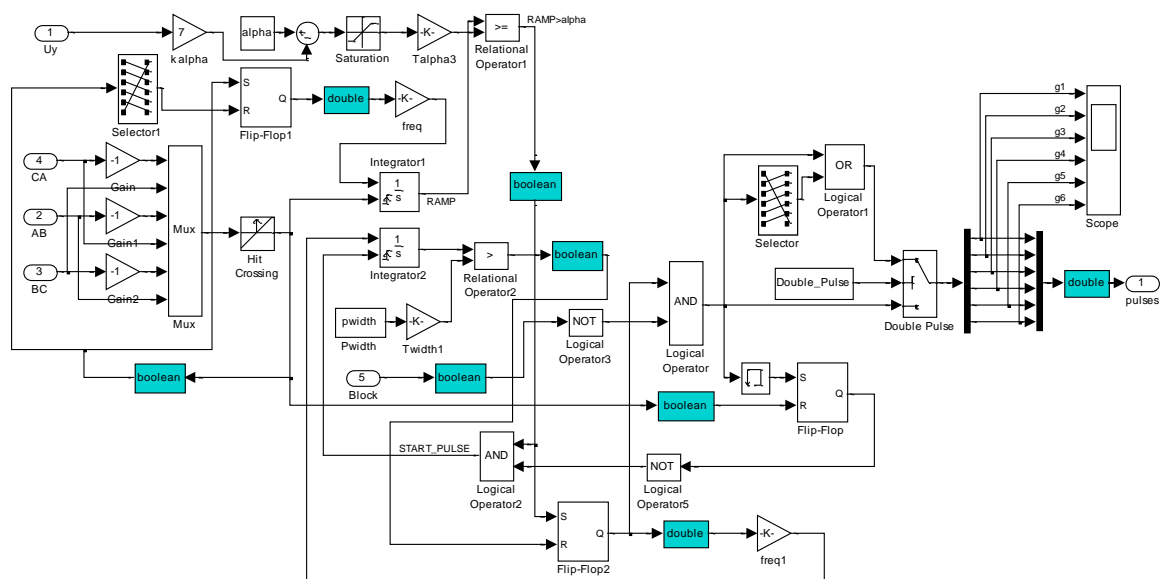


Рисунок 1.101 – Модернизированная схема модели системы импульсно-фазового управления SIFU LM

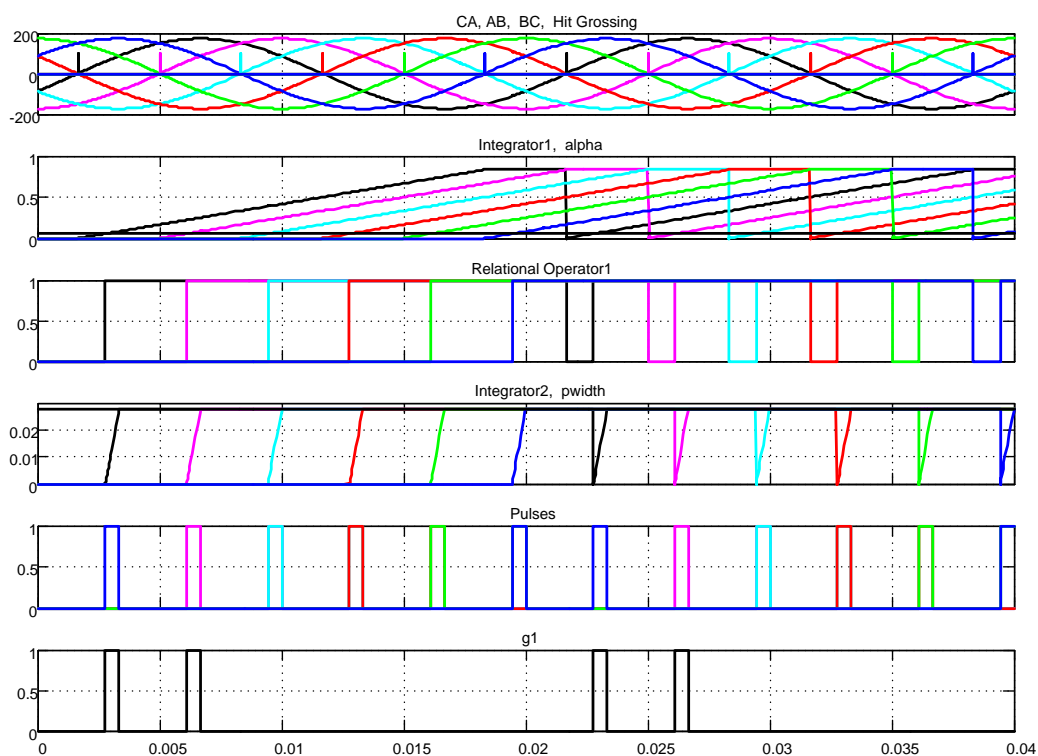


Рисунок 1.102 – Временная диаграмма работы SIFU LM

Следует отметить, что триггерами *Flip-Flop1* можно и не управлять по входу *R*, так как очередным сигналом с блока *Hit Crossing* интегратор перезапустится.

Рабочий сигнал управления тиристором в этой схеме формируется триггерами *Flip-Flop2*, в которые записываются единицы по моменту равенства напряжений интегратора *Integrator1* и напряжения, пропорционального заданному углу управления. После записи единицы в соответствующий триггер *Flip-Flop2* запускается интегратор *Integrator2*, задающий длительность управляющего сигнала на включение тиристора. Сбрасываются на ноль триггеры *Flip-Flop2* сигналами схем сравнения *Relational Operator2*. Рост напряжений интеграторов ограничивается. Однако очередным сигналом схемы сравнения *Relational Operator1* интеграторы *Integrator2* перезапускаются, а задающее напряжение обеспечивают триггеры *Flip-Flop2* после записи единицы.

На рисунке 1.103 представлены результаты моделирования процесса включения преобразователя при минимальном угле управления на активно-индуктивную нагрузку. Напряжение управления преобразователем $\pm 10\text{В}$.

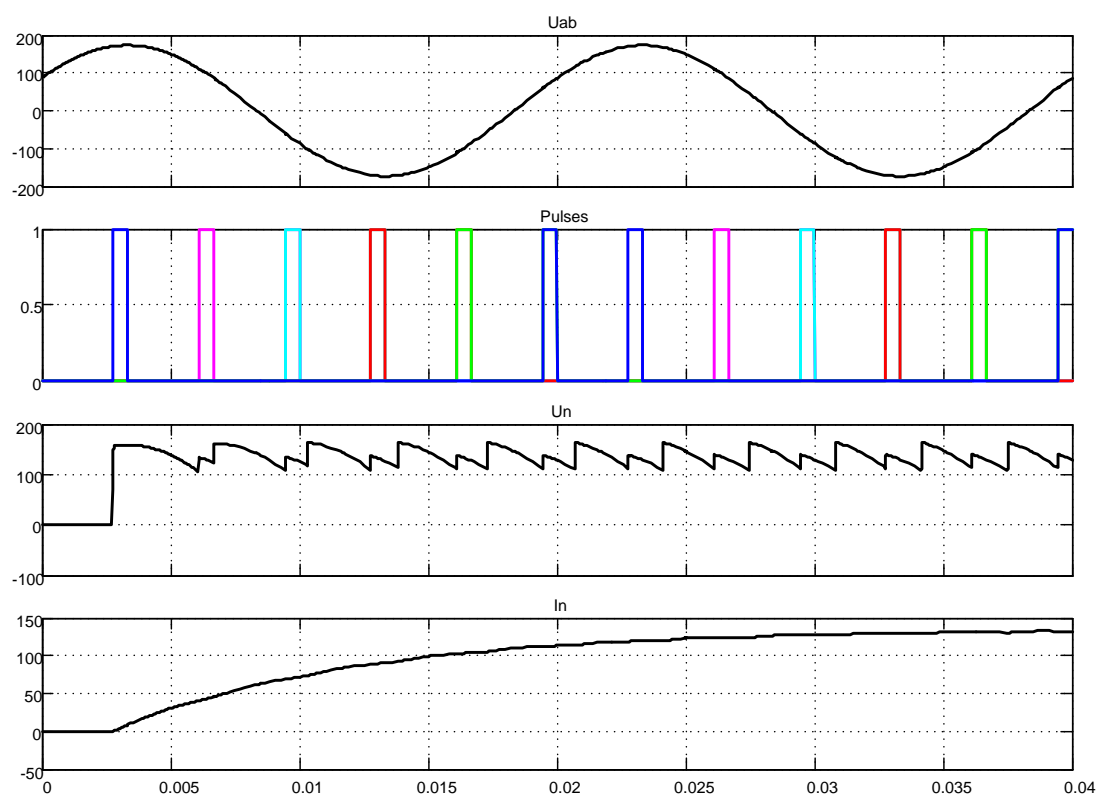


Рисунок 1.103 – Запуск преобразователя при напряжении управления $+10\text{В}$

Важно отметить, что задержка в управлении обусловлена дискретностью управления преобразователем и не является следствием блокировки по входу *Block*.

Известно, что синхронные импульсно-фазовые устройства реализуются по принципу вертикального управления с линейным и косинусоидальным опорными напряжениями. СИФУ с линейным опорным напряжением были рассмотрены выше. В составе библиотеки *SimPower-Systems* СИФУ с косинусоидальным опорным напряжением нет. Проведём разработку этого вопроса и рассмотрим один из возможных способов реализации такого типа СИФУ (СИФУ А).

На рисунке 1.104 представлена схема модели тиристорного преобразователя с косинусоидальным опорным напряжением. Синхронизирующие и опорные напряжения вырабатываются с помощью дополнительного трёхфазного источника с амплитудным напряжением 10В (например, вторичная обмотка силового трансформатора).

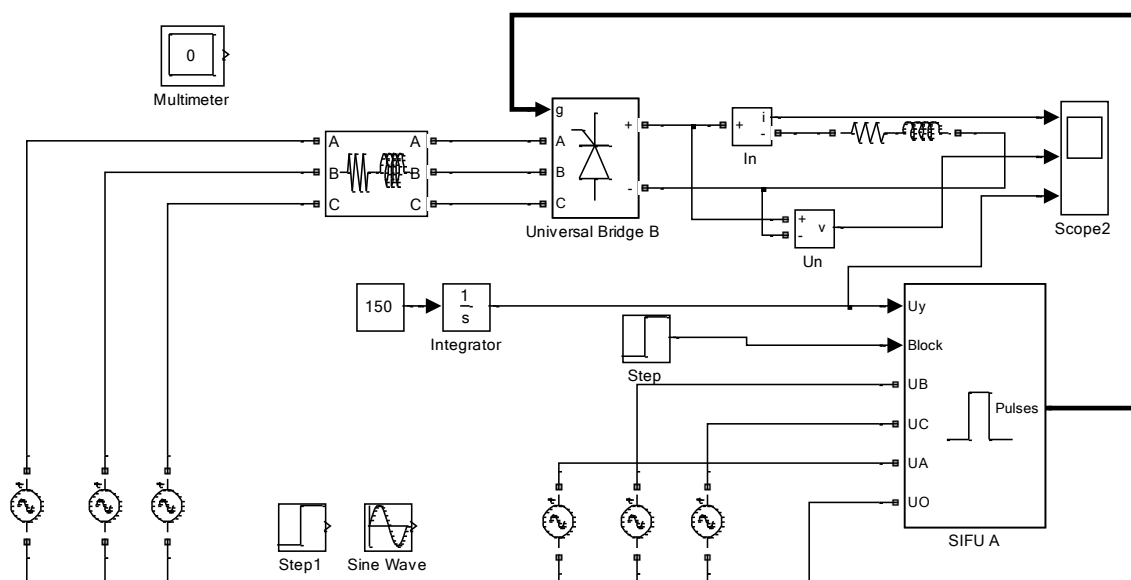


Рисунок 1.104 – Нереверсивный тиристорный преобразователь с СИФУ косинусоидального типа SIFU A (Fig1_104)

Основные параметры *SIFU A* вводятся через диалоговое окно (рисунок 1.105), открываемое двойным щелчком правой кнопки мыши по изображению блока *SIFU A*.

Через окно вводится частота синхронизирующего напряжения, длительность импульсов управления и начальный угол управления преобразователем в градусах. Для управления мостовым тиристорным преобразователем необходимо кнопку *Double pulsing* включить.

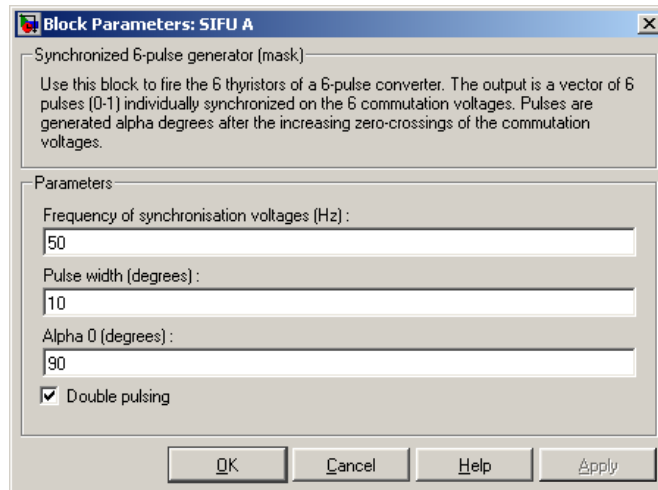


Рисунок 1.105 – Окно ввода параметров

На рисунке 1.106 показана схема модели разработанной системы импульсно-фазового управления с косинусоидальным опорным напряжением *SIFU A*.

Рисунок 1.106 – Схема модели системы импульсно-фазового управления с косинусоидальным опорным напряжением
SIFU A

Проследим процесс формирования импульсного сигнала только по первому каналу на временной диаграмме (рисунок 1.107).

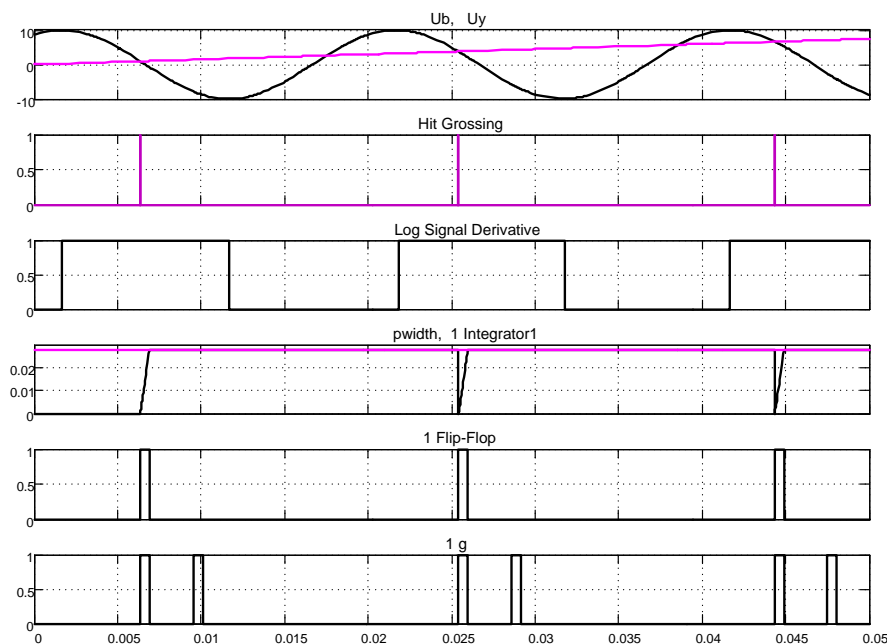


Рисунок 1.107 – Временная диаграмма формирования сигнала управления по первому каналу

Синхронизирующие и одновременно опорные напряжения с выхода мультимплексорной шины поступают на схемы сравнения *Relational Operator* с напряжением управления U_y и на схему выделения отрицательного перепада опорного напряжения (*Derivative* с усилителем, инвертирующим знак производной). После выполнения равенства опорного напряжения управляющему на выходе схемы сравнения *Relational Operator* формируется логический сигнал единичного уровня и подаётся на второй вход логической схемы *AND*. В этот же интервал времени формируется логический сигнал единичного уровня, подтверждающий, что сравнение произошло на участке отрицательного перепада опорного напряжения. Этот логический сигнал подаётся на четвёртый вход схемы *AND*. По положительному перепаду сигнала на выходе схемы сравнения *Relational Operator* сбрасывается на ноль интегратор *Integrator1* и записывается единица в триггер *Flip-Flop* по входу *S*. На вход интегратора поступает задающее напряжение и начинается процесс формирования заданной длительности *pwidth* импульса управления включением тиристора. По достижению текущего значения выходного напряжения интегратора равного напряжению, заданного *pwidth*, сигналом с выхода *Relational Operator1* по входу *R* триггер *Flip-Flop* возвращается в нулевое состояние.

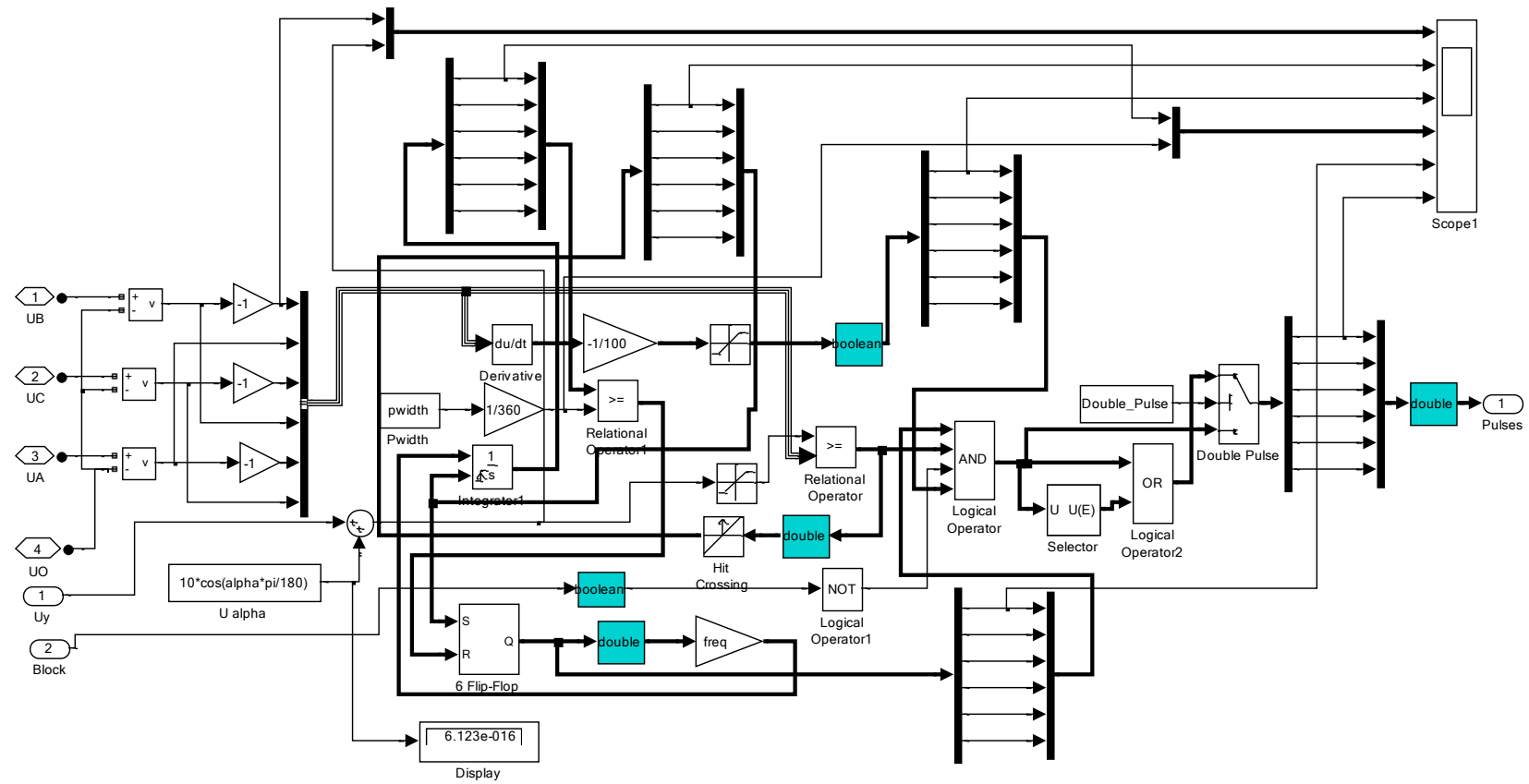


Рисунок 1.108 – Схема подключения осциллографа для построения временной диаграммы работы первого канала SIFU A

Выход триггера *Flip-Flop* коммутирует первый вход логической схемы *AND* и по существу определяет появление выходного сигнала *СИФУ* по соответствующему каналу, фаза которого (угол управления) определяется напряжением управления и уставкой начального угла. Схема подключения осциллографа показана на рисунке 1.108.

На рисунке 1.109 показаны результаты моделирования работы тиристорного преобразователя, управляемого СИФУ с косинусоидальным опорным напряжением при подаче на вход линейно нарастающего напряжения управления.

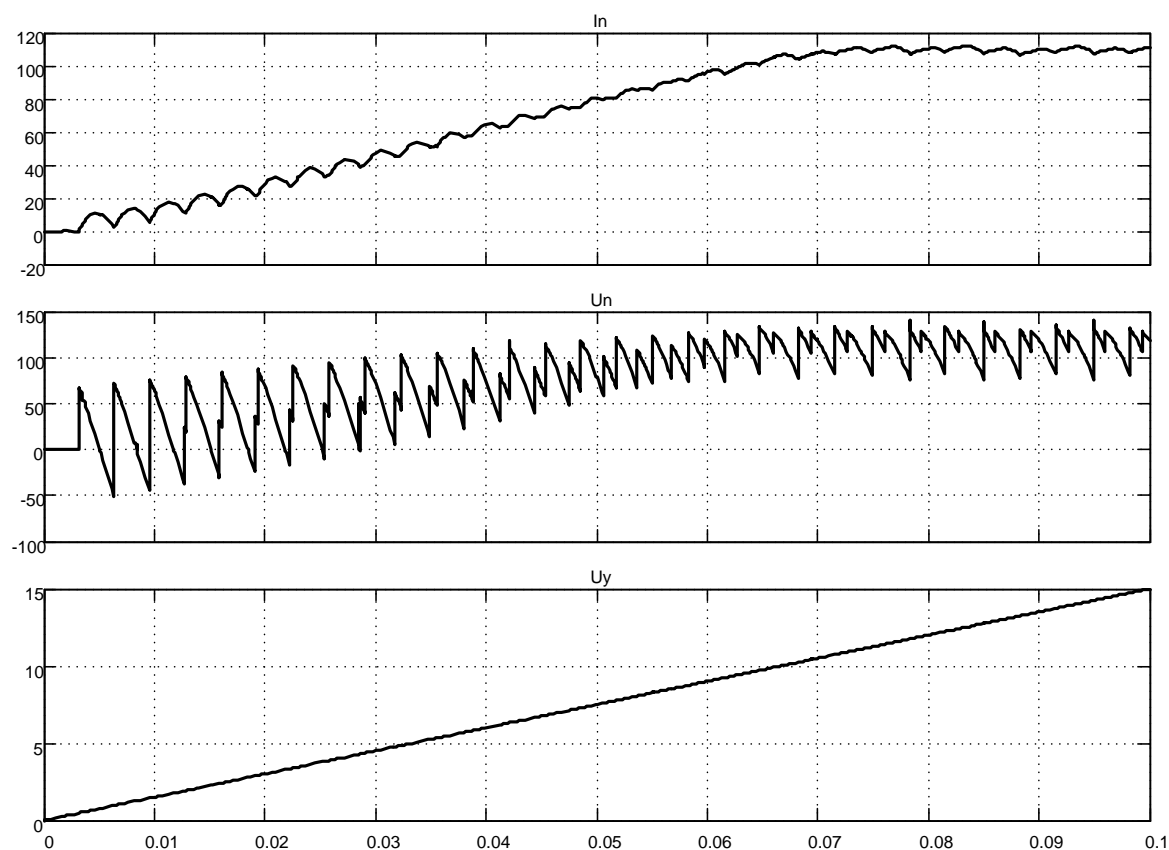


Рисунок 1.109 – Выходные ток и напряжение тиристорного преобразователя при линейно нарастающем напряжении управления ($\alpha_0=90$ град)

Анализ полученного результата моделирования позволяет утверждать, что коэффициент усиления тиристорного преобразователя при рассматриваемом способе управления является постоянной величиной.

1.3.3 Нереверсивный нулевой трёхфазный тиристорный преобразователь

На рисунке 1.110 представлена нулевая схема тиристорного преобразователя. Для упрощения схемы преобразователь собран из отдельных тиристоров. Так как предполагается использовать имеющуюся в составе *Simulink СИФУ*, то произведена разводка импульсов управления. На входе *Block* введена блокировка формирования импульсов управления на 0,01с.

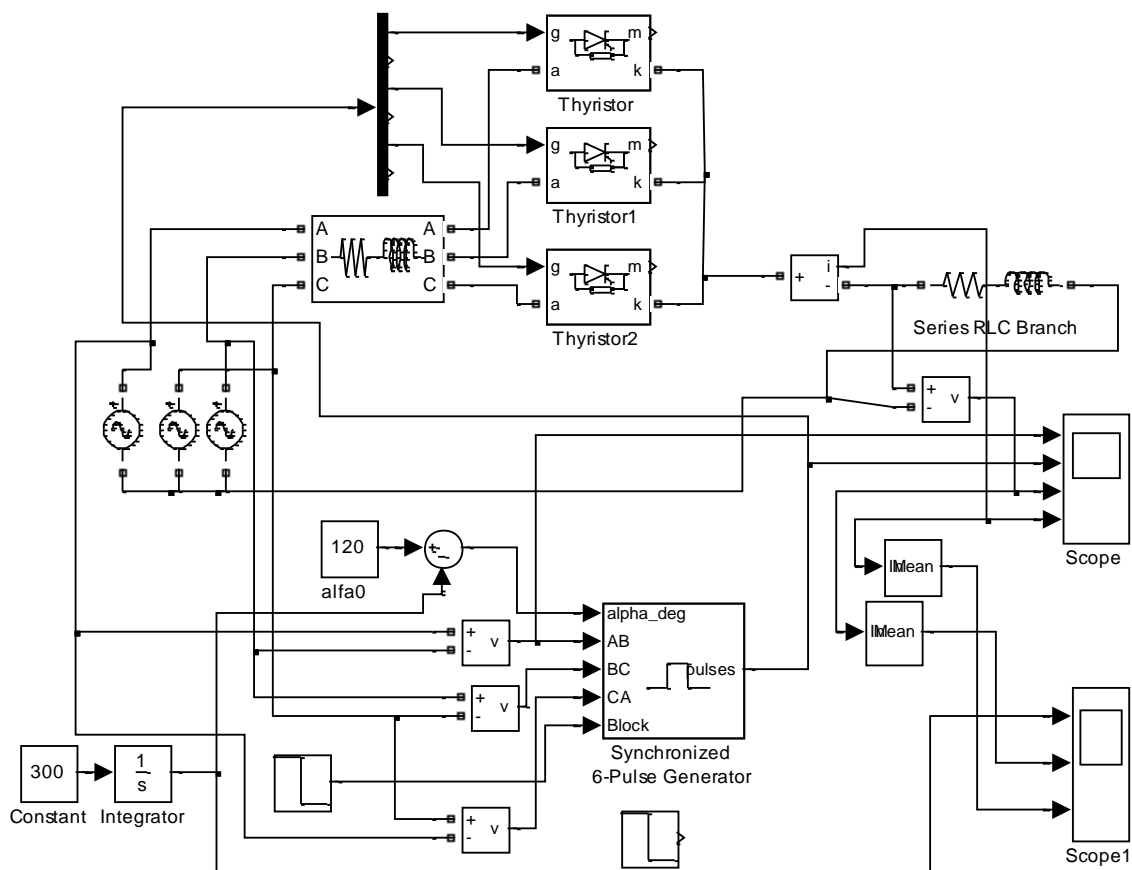


Рисунок 1.110 – Нулевая схема тиристорного преобразователя (Fig1_110) с СИФУ линейного типа ($\alpha_0=120$ град)

В диалоговом окне установки параметров *СИФУ* необходимо включить кнопку в строке *Double pulsing*. На входе *alpha_deg СИФУ* действует линейно нарастающий сигнал от 120 до 0 градусов, что позволяет убедиться в работоспособности преобразователя.

На рисунке 1.111 показаны результаты моделирования отработки задания (напряжение U_n и ток I_n на нагрузке) при активно-индуктивном характере нагрузки. Частота пульсаций выпрямленного тока и напряже-

ния уменьшилась по сравнению с ранее рассмотренными схемами в два раза, что приводит к увеличению размаха пульсаций в одинаковых нагрузках.

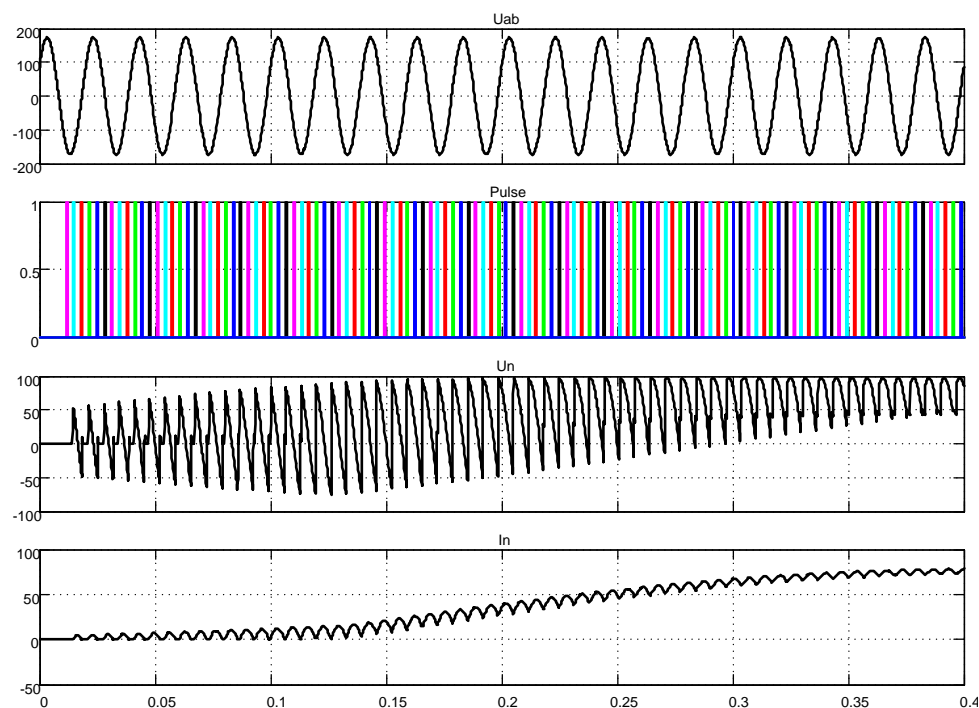


Рисунок 1.111 – Результат моделирования отработки линейно нарастающего задания на входе управления

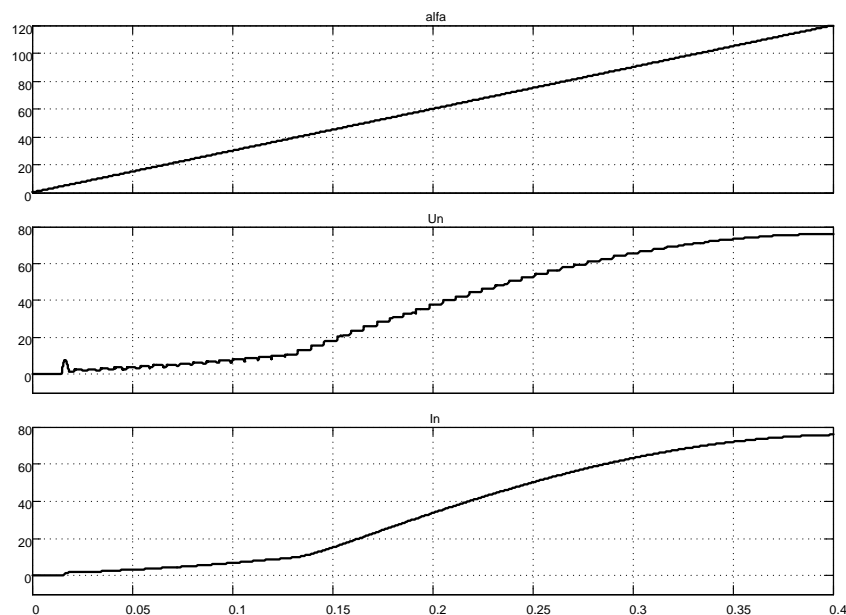


Рисунок 1.112 – Вывод результата моделирования в усреднённом виде

Для наблюдения результатов моделирования в более привычной форме произведено усреднение (сглаживание) результатов моделирования с помощью блока *Mean* (см. рисунок 1.112).

На рисунке 1.113 приведена нулевая схема тиристорного преобразователя, отличающаяся от выше рассмотренной тем, что используется анодная группа тиристоров и для управления применена СИФУ с косинусоидальным опорным напряжением. Разводка управления тиристорами также отличается и соответствует очередности 4, 6, 2.

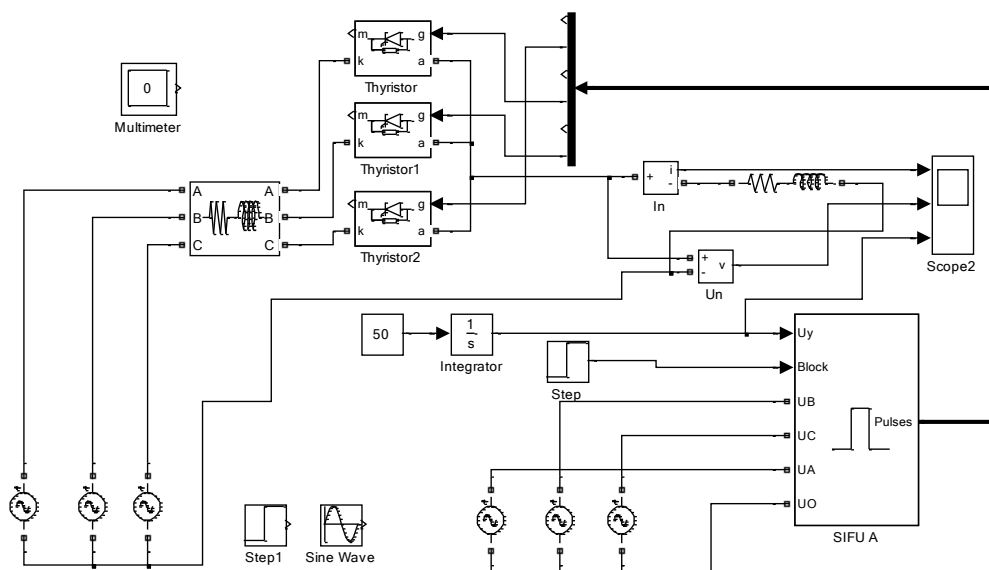


Рисунок 1.113 – Нулевая схема тиристорного преобразователя (Fig1_113) на анодной группе с управлением от косинусоидальной СИФУ

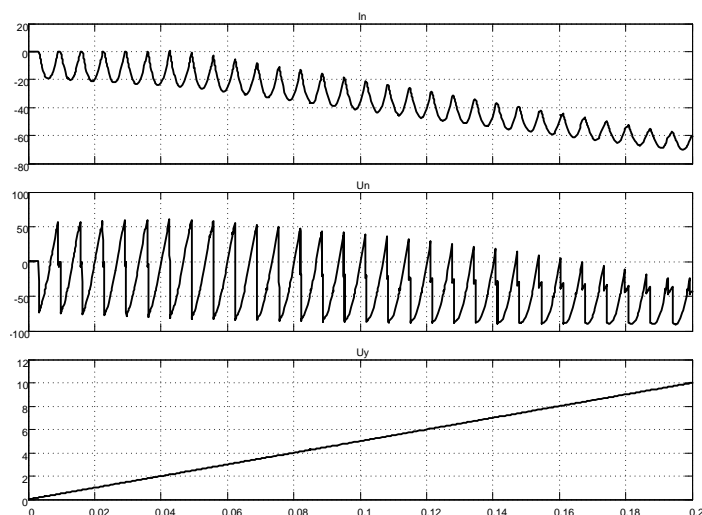


Рисунок 1.114 – Диаграммы сигналов нулевого преобразователя

На рисунке 1.114 показана работа нулевого преобразователя при отработке линейно нарастающего входного воздействия. Выходные напряжение и ток сменили полярность по сравнению с выше рассмотренным преобразователем, у которого была задействована катодная группа тиристоров.

1.4 Реверсивные тиристорные преобразователи с совместным управлением

1.4.1 Реверсивный двухфазный тиристорный преобразователь с совместным управлением

На рисунке 1.115 изображена разработанная модель реверсивного двухфазного тиристорного преобразователя с совместным управлением.

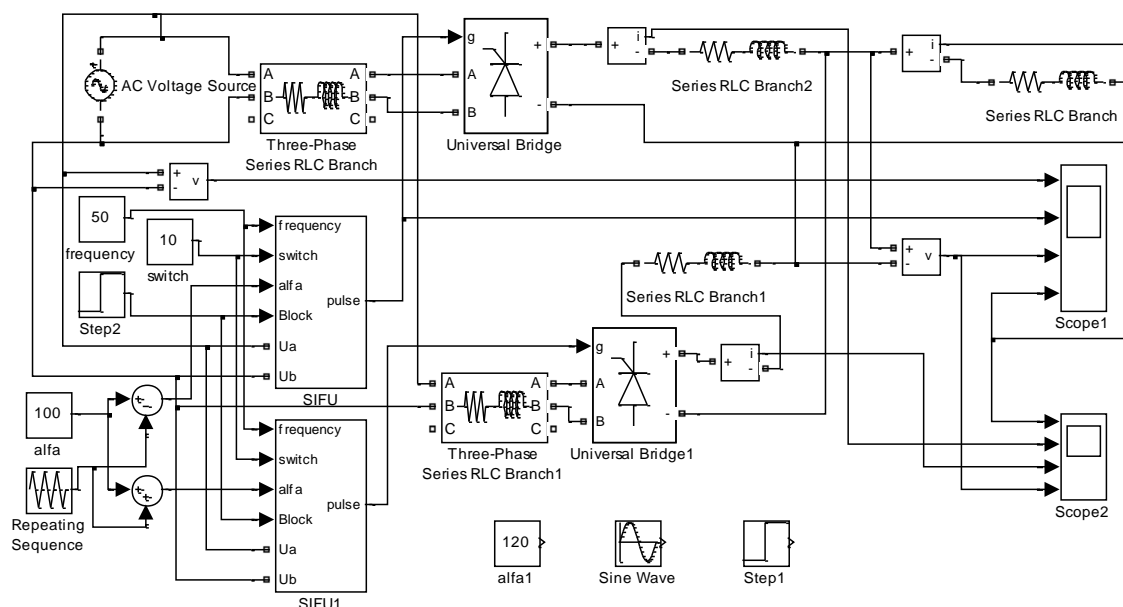


Рисунок 1.115 – Схема модели двухфазного тиристорного преобразователя с совместным управлением (Fig1_115)

Основное преимущество состоит в отсутствии необходимости применения датчика состояния тиристоров (включен, выключен). Недостатков этого способа управления преобразователем больше: скорость нарастания и спада входного сигнала ограничена (нельзя подавать ступенчатые сигналы управления); коэффициент мощности преобразователя низок, особенно при работе с малыми выходными напряжениями (уравнительный ток между двумя выпрямителями ограничивается включением достаточно большой индуктивности).

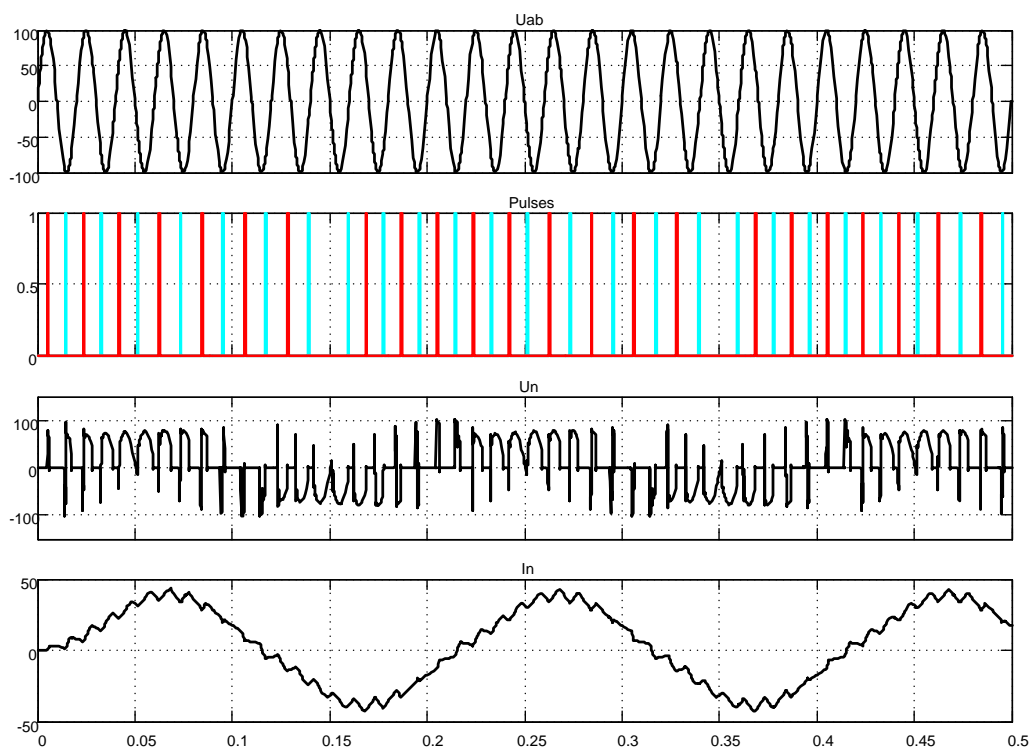


Рисунок 1.116 – Обработка линейно нарастающего треугольного сигнала управления

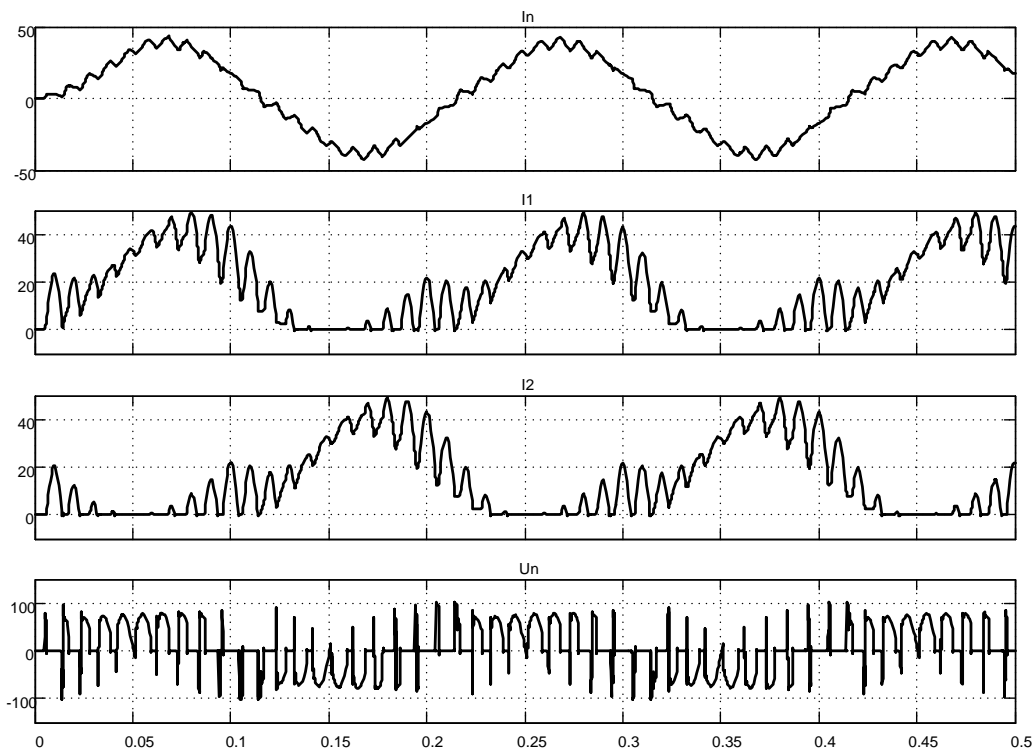


Рисунок 1.117 - Токи в группах и выходное напряжение

Питание преобразователя осуществляется от однофазной сети. Выпрямительные группы между собой развязаны по питанию через реакторы *Three-Phase Series RLC Branch*, *Three-Phase Series RLC Branch1*.

Начальный угол управления принят 100 град., так как при 90 град. уравнивающий ток велик. Ширина управляющих импульсов задана в 10 град. На вход преобразователя подан линейно нарастающий треугольный сигнал амплитудой ± 80 град.

На рисунках 1.116, 1.117 представлены результаты моделирования работы преобразователя. Выходной сигнал по току близок по форме к синусоидальному. Токи каждого из выпрямителей не превышают существенно ток в нагрузке (рисунок 1.117).

1.4.2 Реверсивный трёхфазный тиристорный преобразователь с совместным управлением

На рисунке 1.118 изображена схема модели тиристорного преобразователя с совместным управлением. Для управления тиристорными мостами использована модернизированная 6-пульсная *СИФУ* с линейно нарастающим опорным напряжением *6 SIFU LM*.

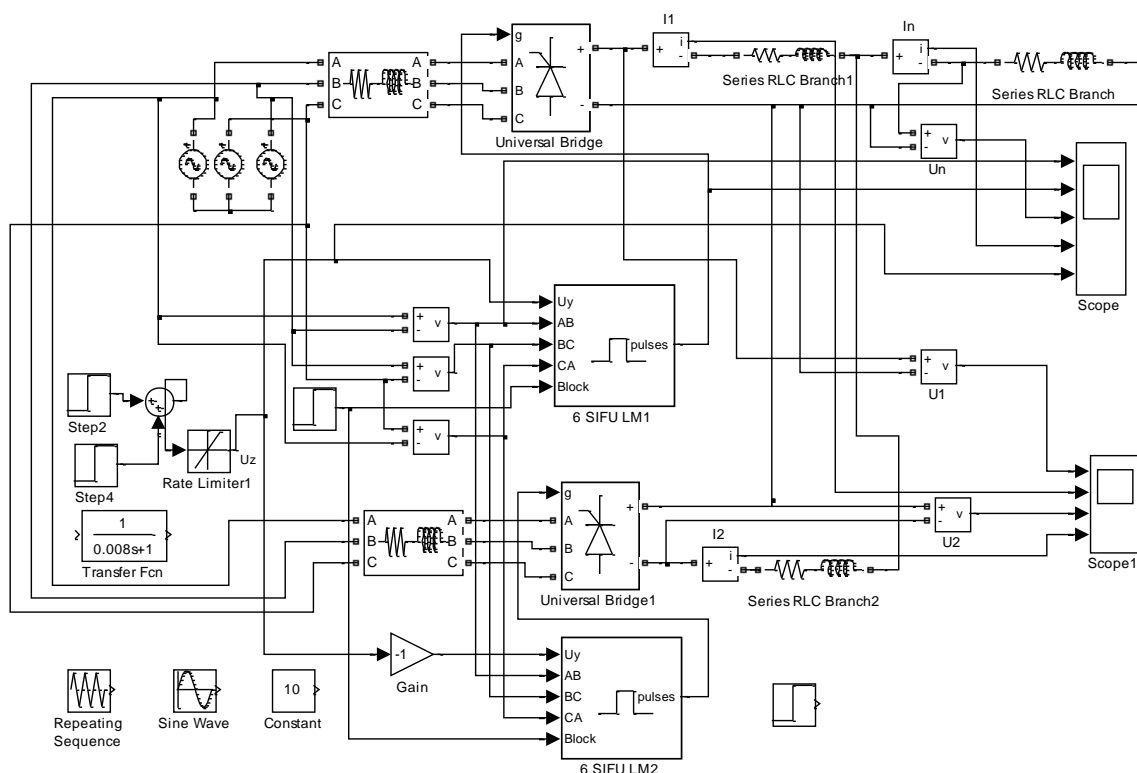


Рисунок 1.118 – Схема модели реверсивного трёхфазного мостового преобразователя с совместным управлением (Fig1_118)

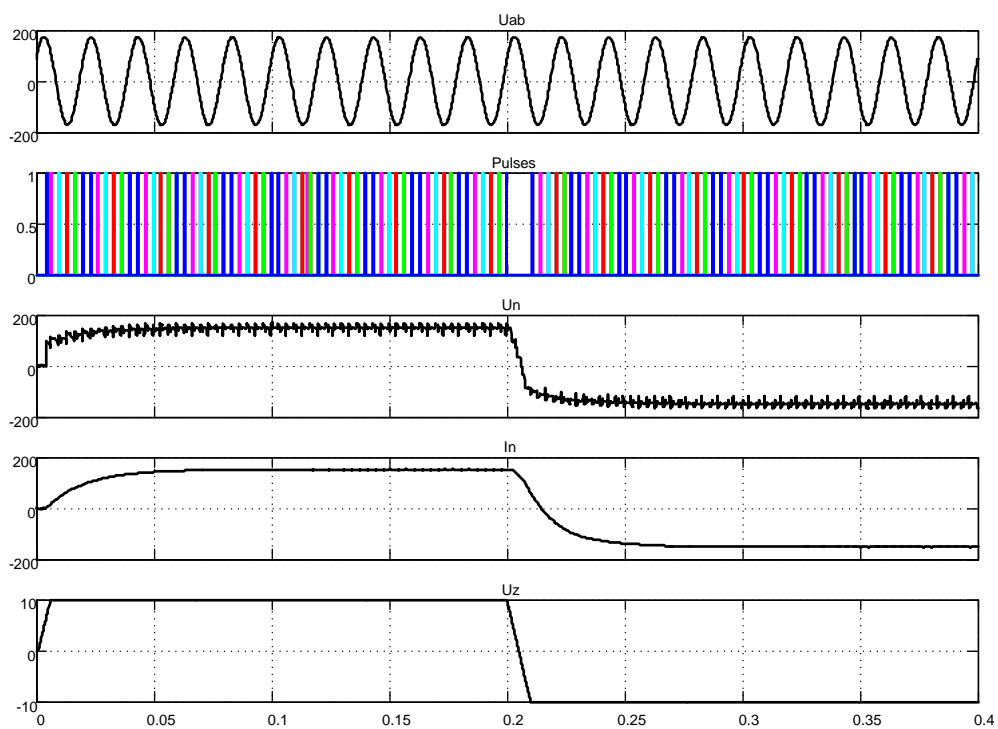


Рисунок 1.119 – Результаты моделирования процесса обработки ступенчатого задающего сигнала $U_z = \pm 10V$

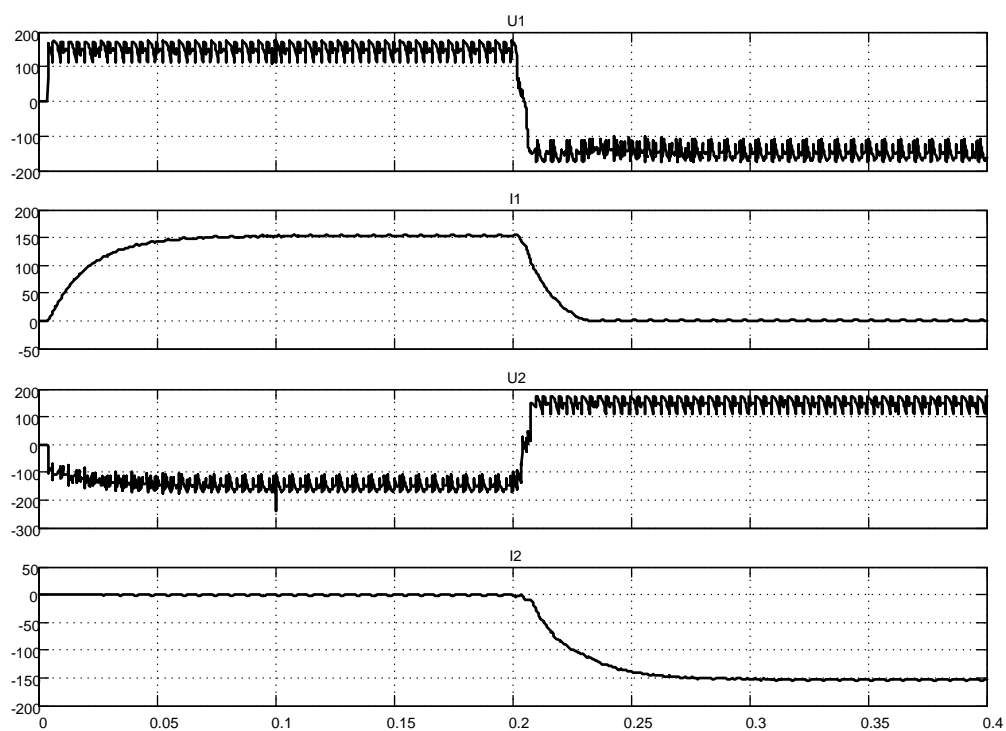


Рисунок 1.120 – Напряжения и токи первой и второй вентиляных групп при обработке задания по рисунку 1.119

Питание вентиляльных групп выполнено через отдельные реакторы. Начальный угол управления задан 90 градусов. Ограничение уравнивающих токов производится реакторами *Series RLC Branch1* и *Series RLC Branch2*. Напряжение управления $\pm 10\text{В}$. Для ограничения скорости нарастания и спада задающего сигнала U_z использован задатчик интенсивности *Rate Limiter 1* с возможностью установки требуемой интенсивности.

На рисунке 1.119 показаны результаты моделирования процесса отработки ступенчатого воздействия $\pm 10\text{В}$. Напряжение на нагрузке U_n с задержкой, обусловленной дискретностью управления, нарастает. Ток нагрузки нарастает в соответствии с постоянной времени цепи нагрузки до заданного значения. В момент времени 0,2с происходит смена полярности задающего напряжения, напряжение и ток нагрузки реверсируются. Анализ диаграмм напряжений и токов отдельных вентиляльных групп (рисунок 1.120) показывает, что токи отдельных выпрямителей существенно не превышают тока нагрузки.

На рисунке 1.121 показан процесс отработки гармонического воздействия треугольного характера.

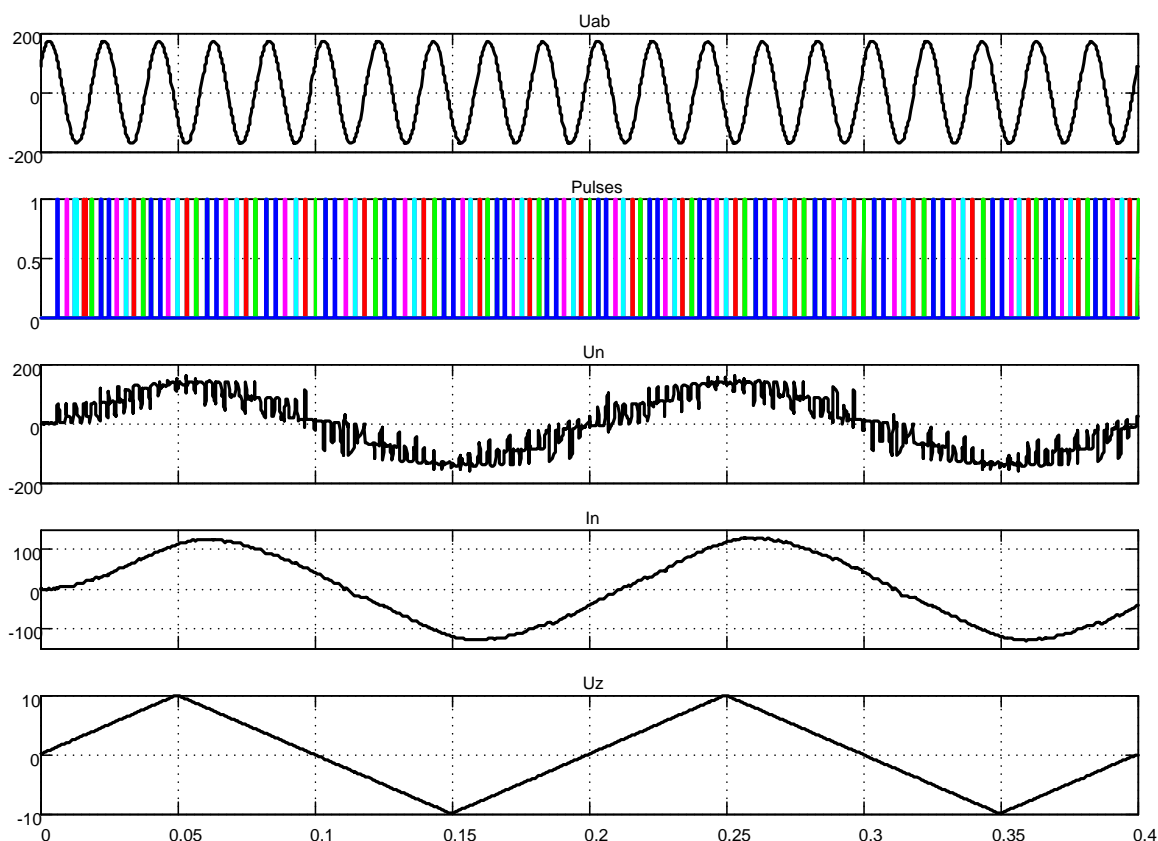


Рисунок 1.121 – Отработка гармонического треугольного воздействия

Токи выпрямительных групп (рисунок 1.122) существенно не превышают тока нагрузки.

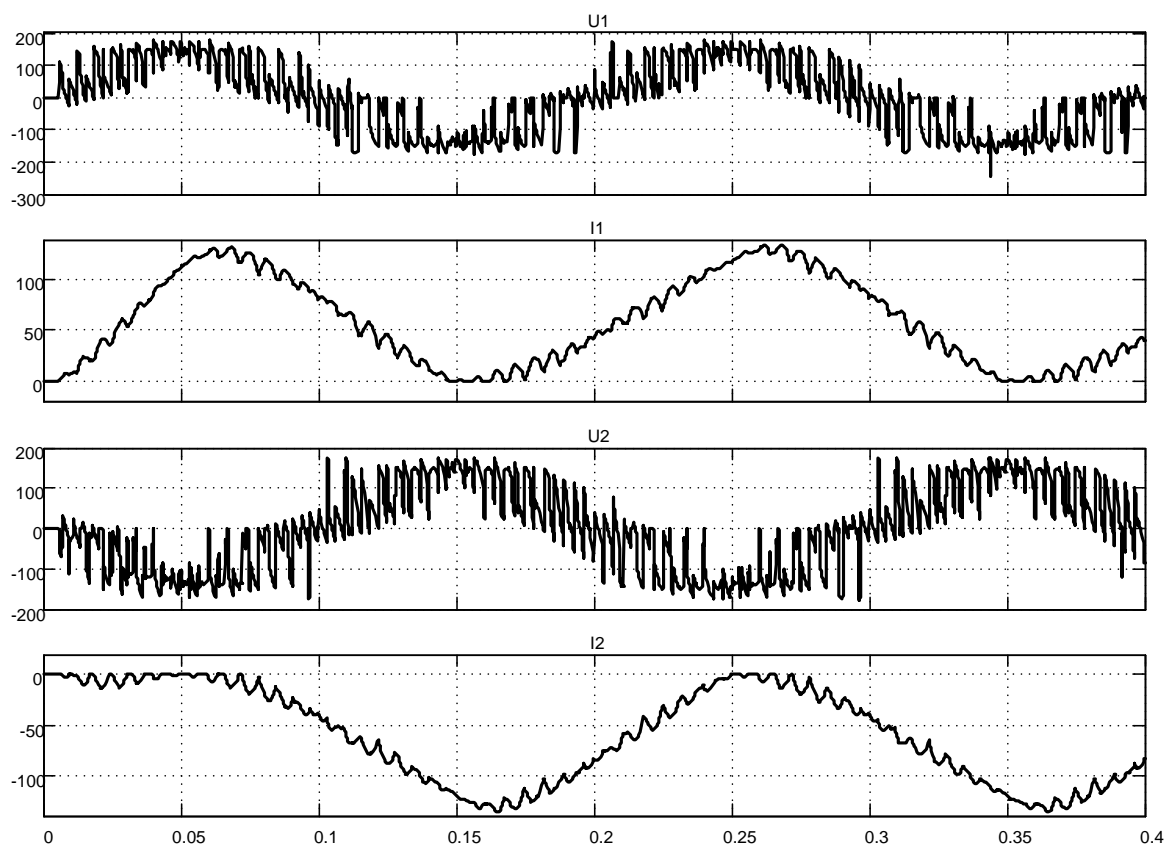


Рисунок 1.122 – Напряжения и токи выпрямительных групп при отработке треугольного гармонического воздействия

1.4.3 Реверсивный трёхфазный тиристорный преобразователь с совместным управлением по нулевой схеме

Модель реверсивного трёхфазного нулевого тиристорного преобразователя представлена на рисунке 1.123. Схема модели реализована на универсальном трёхфазном мосте, в качестве СИФУ использованы 6 SIFU LM. В настройках 6 SIFU LM выключена кнопка в строке *Double pulsing*, установлены начальный угол управления 90 градусов и длительность импульсов управления 10 градусов. К выходным клеммам «+» и «-» подключены уравнивательные реакторы, между общей точкой которых и нулевой шиной включена нагрузка. Специфика управления такой комплектации реверсивного преобразователя состоит в том, что для управления катодной группы вентилей мостового преобразователя требуются только сигналы $g1$, $g3$, $g5$ первого СИФУ 6 SIFU LM1 и для

управления анодной группы – g_2 , g_4 , g_6 второго СИФУ 6 SIFU LM2. Отбор нужных сигналов произведён с помощью демультиплекторов с последующим объединением в стандартную шину g , используемую для управления *Universal Bridge*.

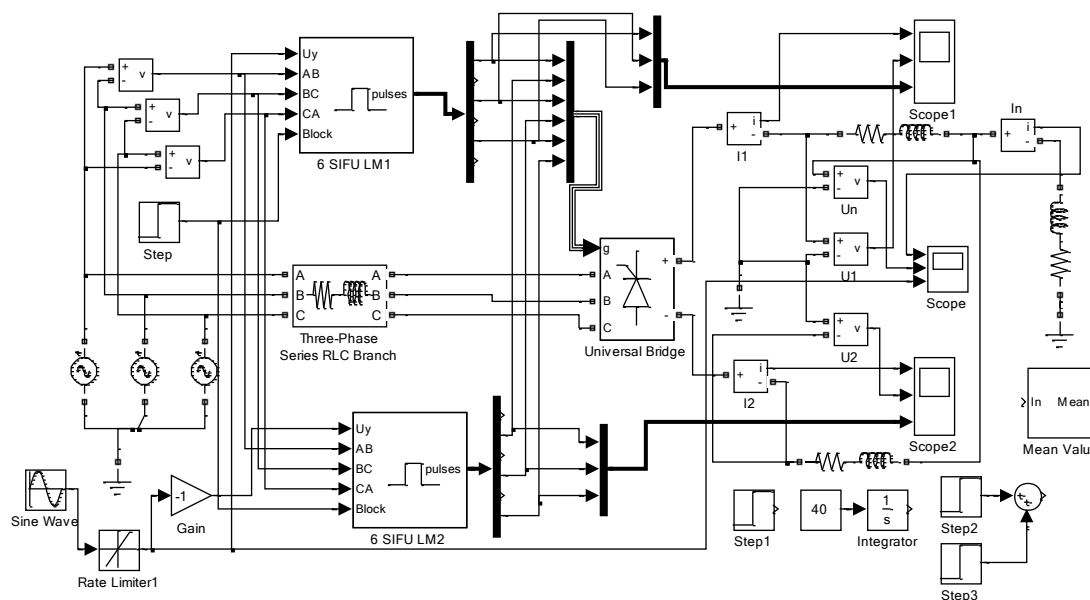


Рисунок 1.123 – Реверсивный трёхфазный тиристорный преобразователь с совместным управлением по нулевой схеме включения (Fig1_123)

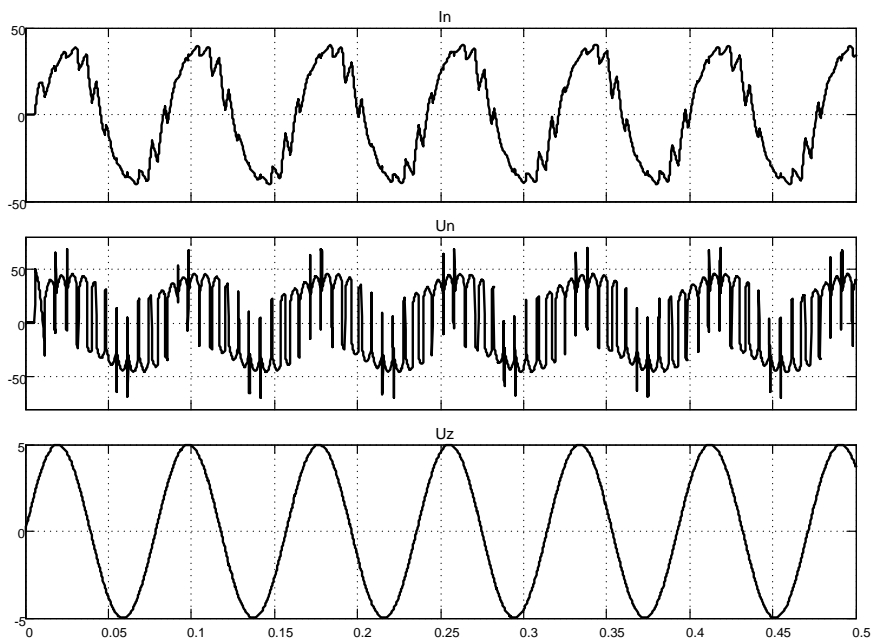


Рисунок 1.124 – Результаты моделирования процесса отработки синусоидального входного воздействия

На рисунке 1.124 показаны диаграммы входного синусоидального сигнала U_z , ток и напряжение на нагрузке. При необходимости можно посмотреть диаграммы выходных токов и напряжений каждого выпрямителя с помощью осциллографов *Scope 1* и *Scope 2*.

1.5 Реверсивные тиристорные преобразователи с отдельным управлением

1.5.1 Модель логического переключающего устройства

По своей структуре преобразователи с отдельным управлением просты: выходы двух преобразователей включены встречно параллельно. Полярность выходного напряжения определяется включенным комплектом. Первая особенность управления состоит в организации порядка переключения комплектов управляемых выпрямителей. Этот порядок организует логическое переключающее устройство (*ЛПУ*), структура которого [4, 5] показана на рисунке 1.125.

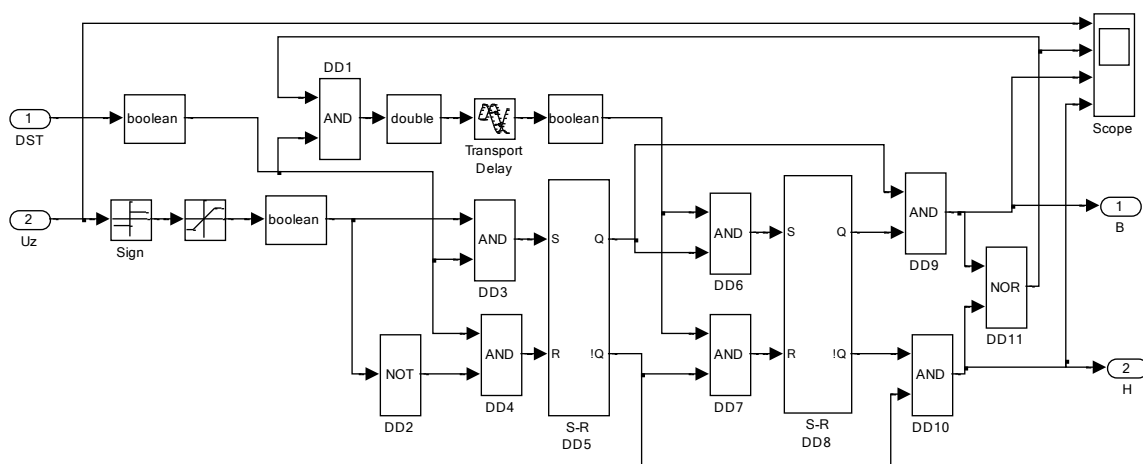


Рисунок 1.125 – Структурная схема логического переключающего устройства *LPU*

ЛПУ имеет два входа: *DST* – датчик состояния тиристоров (при всех закрытых тиристорах на выходе датчика действует единичный логический сигнал) и напряжение задания U_z . Для пояснения принципа работы примем сигнал $DST=1$, а напряжение задания U_z меняется во времени от +10 до минус 10В (см. временную диаграмму работы *ЛПУ* на рисунке 1.126). Аналоговый сигнал задания U_z с помощью блоков *Sign*, *Saturation* и *Boolean* преобразуется в логический, причём положительному напряжению U_z соответствует логическая единица, отрицательному – ноль.

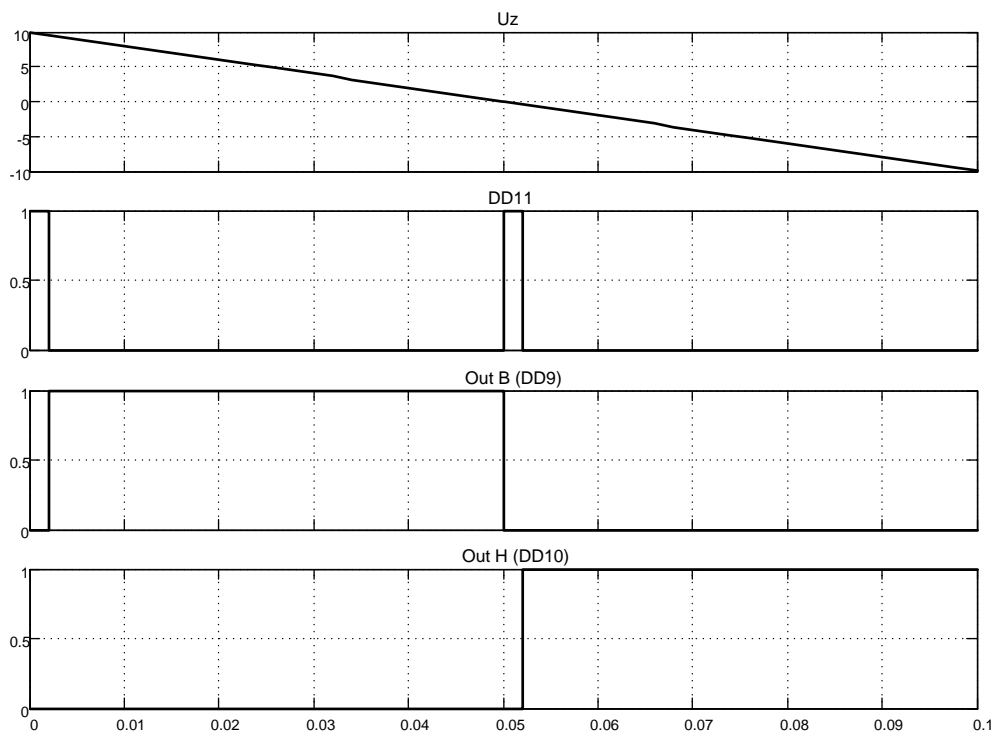


Рисунок 1.126 – Временная диаграмма работы ЛПУ

Для построения временной диаграммы и последующего использования разработаем в *Simulink* модель логического переключающего устройства *LPU* (рисунок 1.127). Схема модели блока *LPU* раскрыта на рисунке 1.125.

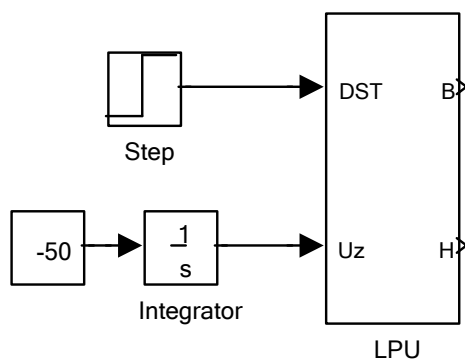


Рисунок 1.127 – Схема модели *LPU* (Fig1_127)

Рассмотрим временную диаграмму (рисунок 1.126), полученную при исполнении файла *Fig1_127*.

В начальный момент времени ($t=0$) в триггер *DD5* записывается единица, так как на входе *DST* действует единица и единица на входе *S* триггера *DD5* ($U_z > 0$). Триггер *DD8* по умолчанию при нулевых сигналах

лах на входах S и R включается в нулевое состояние (на прямом выходе $Q=0$). На выходах $DD9$ и $DD10$ появляются нули (триггеры $DD5$ и $DD8$ находятся в рассогласованном состоянии) и на выходе $DD11$ появляется единица. Если тиристоры закрыты (единица на входе DST), то запускается с выхода $DD1$ линия задержки. Единица с выхода $DD1$ появится на входах записи $DD6$, $DD7$ через время, установленное в блоке *Transport Delay*. После истечения указанного времени триггер $DD8$ переводится в единичное состояние (согласованное с $DD5$) и разрешается включение первого комплекта управляемого выпрямителя (появляется сигнал высокого уровня на выходе B). Отметим, что в начальный момент времени действовал запрет на включение в работу обоих выпрямителей.

В момент смены полярности задающего напряжения U_z меняется логический уровень управления состоянием триггера $DD5$ и если все тиристоры выпрямительных групп закрыты, то $DD5$ меняет состояние на противоположное (нулевое). Опять триггеры $DD5$ и $DD8$ находятся в несогласованном состоянии, запрещается управление выпрямителями, на выходе $DD11$ появляется единица, которая через время задержки (при условии закрытого состояния всех тиристоров) поставит в согласованное состояние триггеры и разрешит включение комплекта H . Все эти рассуждения подкреплены результатами моделирования, представленными на рисунке 1.126.

1.5.2 Модель датчика состояния тиристоров

Вторая особенность управления реверсивным тиристорным преобразователем с отдельным управлением разрешает переключение выпрямительных комплектов только при закрытых тиристорах обоих комплектов. Таким образом, датчик состояния тиристоров (назовём его DST) является неотъемлемой составляющей схемы отдельного управления.

Приведём (рисунок 1.128) одну из возможных схем модели датчика DST .

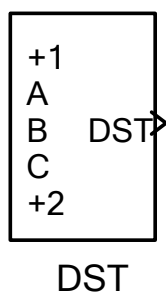


Рисунок 1.128 – Модель датчика состояния тиристоров DST (Fig1_128)

Раскроем структуру модели *DST* и покажем на рисунке 1.129.

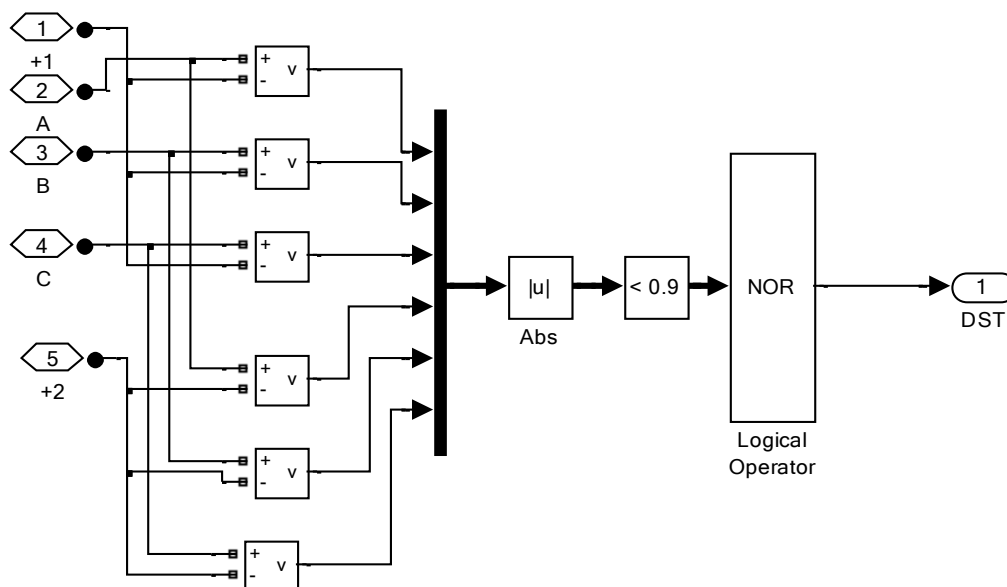


Рисунок 1.129 – Структурная схема модели *DST*

Параллельно каждому тиристоры катодных групп обоих комплектов выпрямителей включаются датчики напряжения, сигналы с которых выпрямляются и подаются на компараторы. Известно, что падение напряжения на открытом тиристоре не превышает 1,2В. В *Simulink*, по умолчанию, прямые падения напряжения диодов и тиристоров устанавливаются от 0 до 0,8В. По этому в схеме модели датчика *DST* все напряжения, менее 0,9В, характеризуют открытое состояние соответствующего тиристора. На выходе компаратора появляются сигналы единичного уровня в моменты открытого состояния соответствующих тиристоров. Все шесть сигналов объединяются в один и результирующий инвертируется с помощью логической схемы *NOR*. Таким образом, выходной сигнал датчика *DST* высокого уровня характеризует закрытое состояние всех шести тиристоров. Контролировать состояние тиристоров анодных групп обоих выпрямителей нет необходимости, так как при работе трёхфазного мостового выпрямителя в открытом состоянии одновременно находятся два тиристора катодной и анодной групп. По этому, если есть контроль состояния тиристоров катодной группы, то этот контроль автоматически характеризует состояние тиристоров анодной группы.

1.5.3 Модель переключателя характеристик (полярности сигнала)

Задача переключения полярности сигнала возникает при раздельном управлении в двух случаях. Известно, что при раздельном управлении в любой момент времени в работе находится один из двух выпрямителей. По этому целесообразно использовать для управления одну *СИФУ*, но полярность задающего сигнала, подаваемого на вход U_y *СИФУ*, формировать в зависимости от включенного схемой *ЛПУ* комплекта выпрямителей. Если отрицательной полярностью задающего сигнала U_z определяется работа второго комплекта, то в это время напряжение управления U_y , подаваемое на *СИФУ*, должно быть для выпрямительного режима работы этого комплекта положительным. Естественно, большую часть в решаемой задаче выполняют сигналы B и H *ЛПУ*. Например, по сигналу B не менять полярность напряжения U_z , подаваемую на вход U_y *СИФУ*, а по сигналу H – реверсировать.

На рисунке 1.130 показана одна из возможных схем реализации модели *PX*.

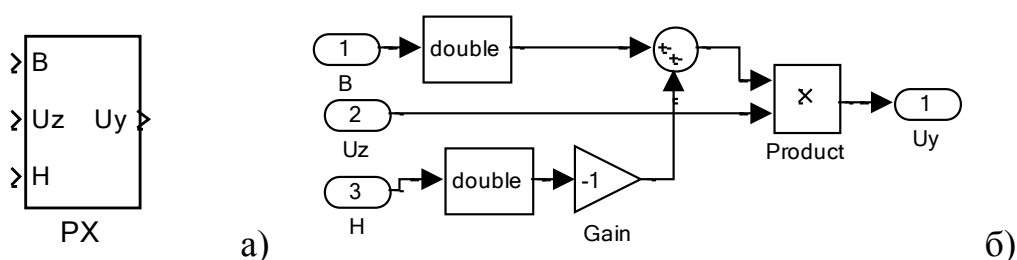


Рисунок 1.130 – Переключатель характеристик: а) схема модели в Simulink; б) структурная схема переключателя

Второй случай применения *PX* - для формирования нужного знака сигнала обратной связи. Например, датчик тока в реверсивном приводе выполнен в виде трёхфазного трансформатора тока. Для формирования полярности тока можно использовать блок *PX*.

1.5.4 Реверсивный двухфазный тиристорный преобразователь с раздельным управлением

На рисунке 1.131 показана схема модели реверсивного двухфазного тиристорного преобразователя с раздельным управлением. В качестве источника выступает однофазный источник переменного тока частотой 50Гц и с напряжением амплитудой 100В. Параметры питающего трансформатора вводятся через блок *Three-Phase Series RLC Branch*. Двухфазные выпрямительные комплекты реализованы с помощью универ-

сальных мостов *Universal Bridge* (комплект *B*) и *Universal Bridge 1* (комплект *H*). В настройках этих блоков указать, что реализация двухфазная и прямое падение напряжения на открытом вентиле 0,8В. Управление комплектами осуществляется соответствующей *СИФУ* с линейно нарастающим опорным напряжением (*SIFU* и *SIFU1*). Далее идут блоки, наличие которых является характерной особенностью раздельного управления: логическое переключающее устройство *LPU* и датчик состояния тиристоров обоих комплектов *DST*. Блок *LPU* не требует подстройки на двухфазное управление, а в блоке *DST* неиспользуемый вход *C* объединить, например, с входом *B*.

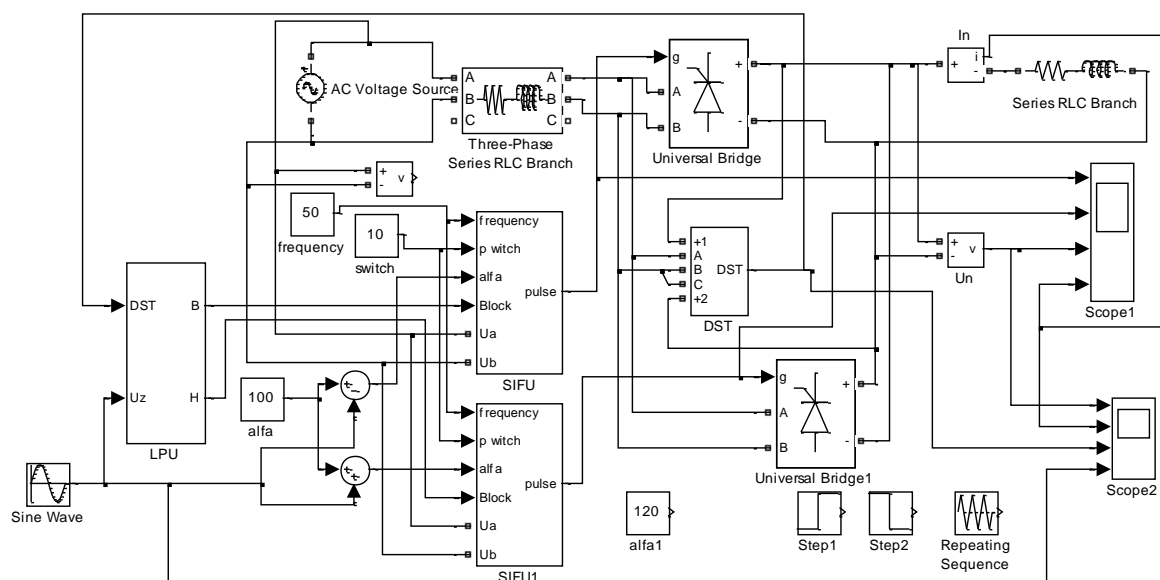


Рисунок 1.131 – Модель реверсивного двухфазного преобразователя с раздельным управлением (Fig1_131)

Разрешение формирования импульсов управления *SIFU*, а, следовательно, соответствующим выпрямительным комплектом, производится по входу *Block* системы импульсно фазового управления *SIFU* логическим сигналом высокого уровня.

Рассмотрим результаты моделирования при синусоидальном задающем сигнале (*Scope2*), представленные на рисунке 1.132.

Результаты анализа позволяют сделать вывод о работоспособности модели. Бестоковая пауза при переключении комплектов обеспечивается. Предусмотрена возможность ввода требуемого начального угла и длительности управляющих импульсов.

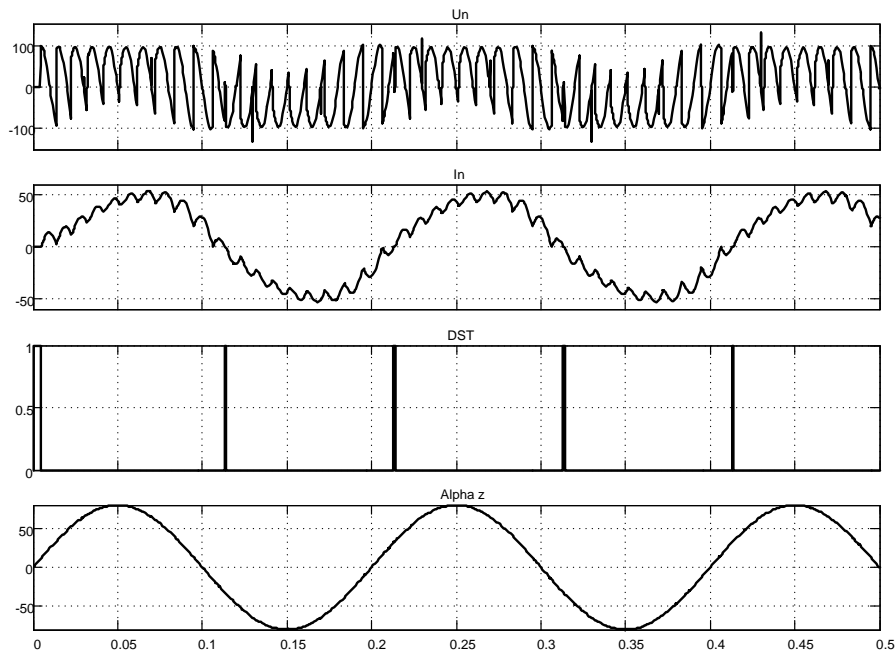


Рисунок 1.132 – Выходные напряжение и ток двухфазного реверсивного преобразователя при начальном угле управления 90 градусов и синусоидальном входном

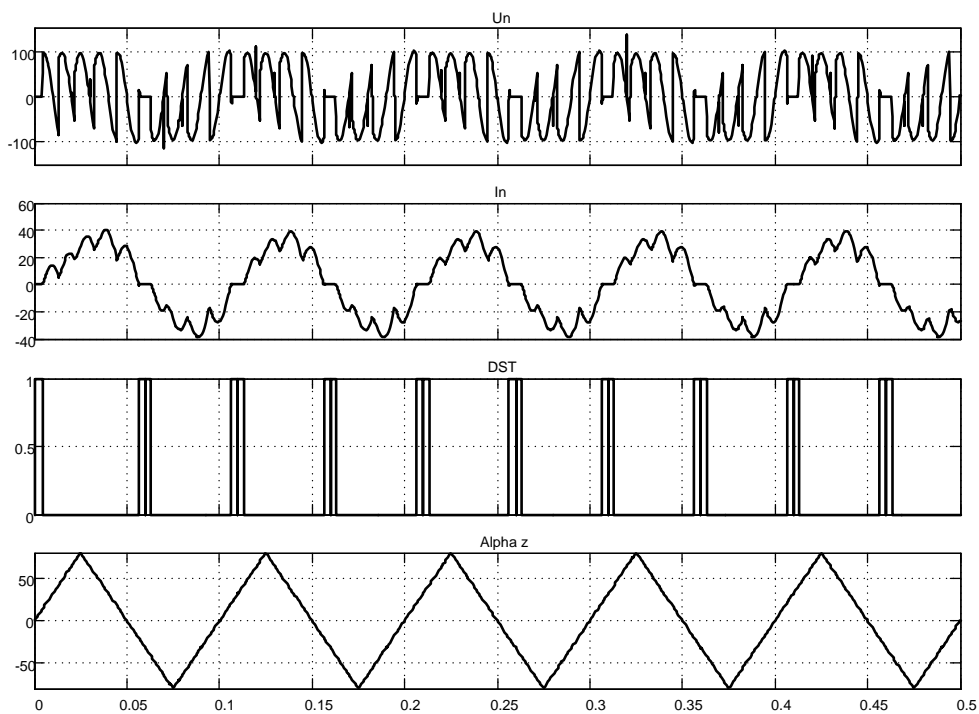


Рисунок 1.133 – Выходные напряжение и ток двухфазного реверсивного преобразователя при начальном угле управления 90 градусов и треугольном гармоническом входном

На рисунке 1.133 показан результат моделирования отработки входного задающего сигнала треугольного типа (линейно нарастающего и спадающего во времени). Выходной сигнал точнее воспроизводит синусоидальный сигнал, чем в первом случае.

При необходимости можно менять параметры источника питания, нагрузки. Если результат, полученный в мгновенных значениях, трудно читаемый и распознаваемый, то применяйте усреднитель *Mean Value*.

1.5.5 Реверсивный трёхфазный тиристорный преобразователь с раздельным управлением

На рисунке 1.134 представлена схема модели реверсивного тиристорного преобразователя с раздельным управлением.

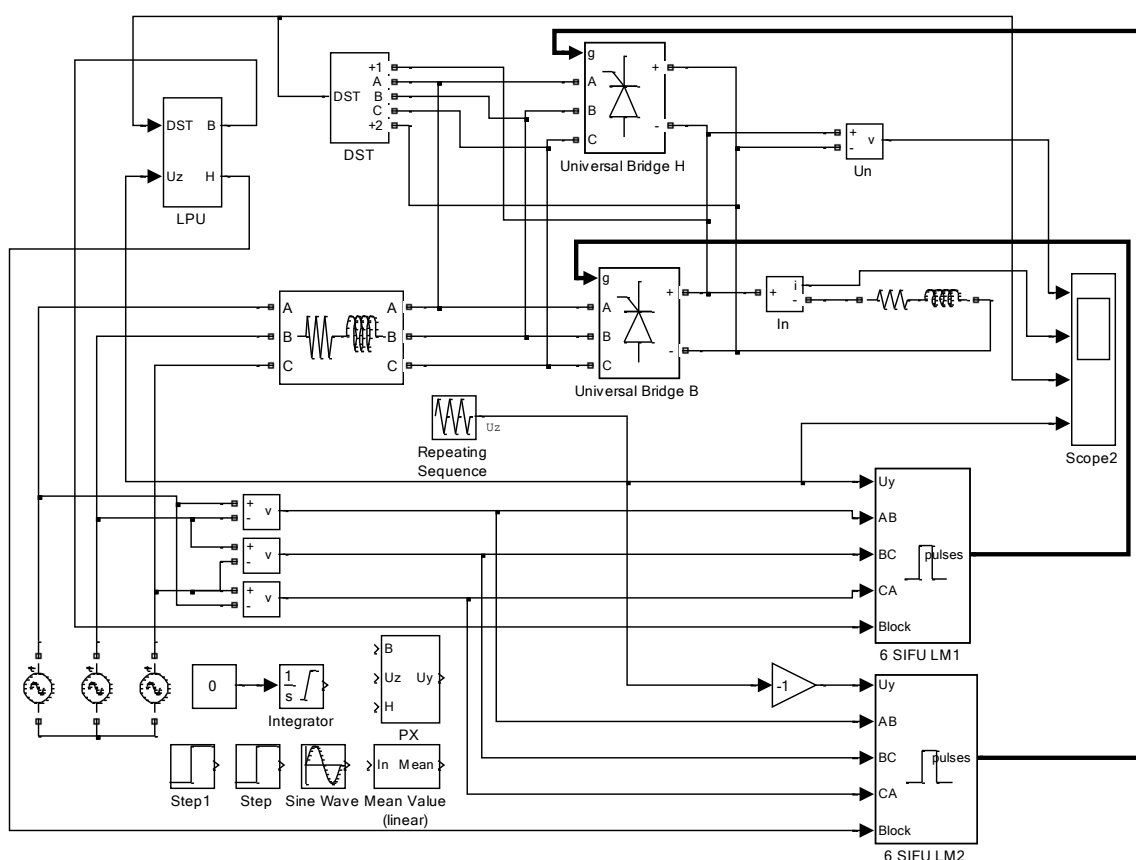


Рисунок 1.134 - Модель реверсивного тиристорного преобразователя с раздельным управлением, СИФУ с линейным опорным напряжением (Fig1_134)

Основу преобразователя составляют два тиристорных моста (комплекта) *Universal Bridge B* и *H*, включенных встречно параллельно. Для исключения аварийных режимов одновременная работа комплектов не допустима. Необходимая последовательность включения комплектов

определяется сигналами логического переключающего устройства *LPU*. В работе находится комплект, на входе *Block* системы импульсно-фазового управления которого действует единичный логический уровень. В это же время на входе *Block* системы импульсно-фазового управления другого блока обязательно действует нулевой логический уровень, и этот комплект из работы исключён. Переключение выходов *B* и *H* блока *LPU* производится с учетом состояния тиристоров по выходному сигналу датчика *DST*. Управление комплектами осуществляется блоками импульсно-фазового управления 6 SIFU LM1 и 2. Сигналы управления тиристорами вырабатываются блоком при подаче логической единицы на вход *Block*. Следует напомнить, что блоки *LPU*, *DST* и 6 SIFU LM не следует искать в библиотеке *Simulink*, так как указанные блоки разработаны самостоятельно и их можно найти только в данной работе.

На рисунке 1.135 показаны результаты моделирования работы реверсивного преобразователя на активно-индуктивную нагрузку при пилообразном входном сигнале. Начальный угол управления принят 95 град. U_n , I_n – напряжение и ток в нагрузке; *DST* – выходной сигнал датчика состояния тиристоров обоих комплектов; U_z – входной задающий сигнал.

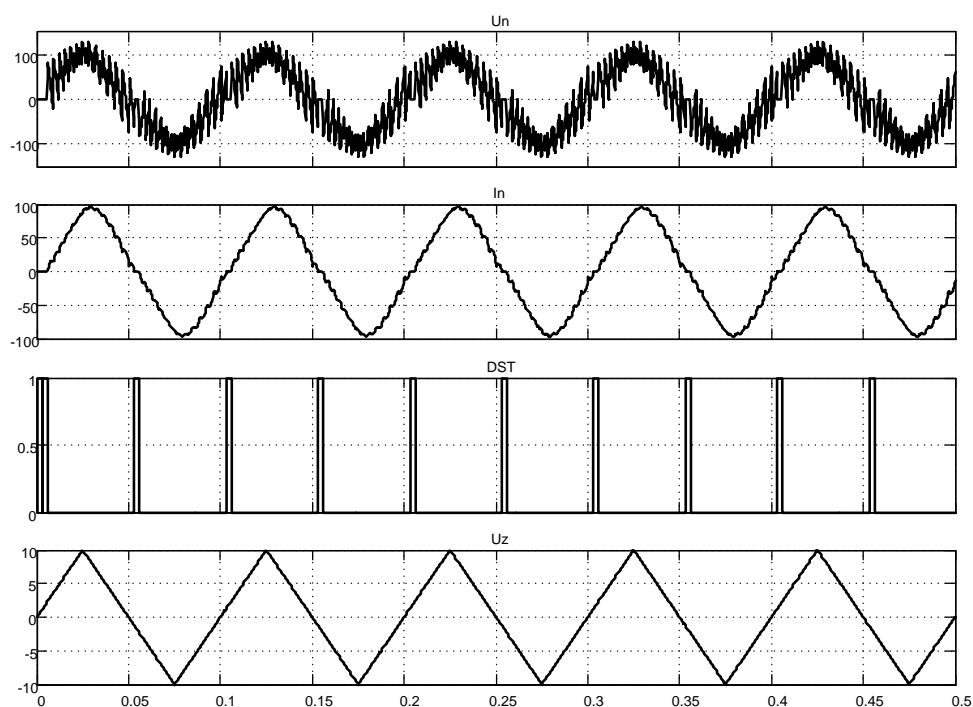


Рисунок 1.135 – Результаты моделирования работы реверсивного преобразователя с раздельным управлением (начальный угол управления принят 95 град.)

Сигналы DST единичного уровня соответствуют моментам перехода кривой тока нагрузки I_n через ноль.

При необходимости на осциллографе можно просмотреть все сигналы, в том числе раскрыв, например, блок импульсно-фазового управления 6 SIFU LM.

В файле *Fig1_134_1* приведена разработанная модель реверсивного тиристорного преобразователя с одним блоком 6 SIFU LM.

На рисунке 1.136 представлена модель реверсивного тиристорного преобразователя с отдельным управлением, отличающаяся от выше рассмотренной двумя положениями:

- 1 система импульсно-фазового управления SIFU A реализована с косинусоидальным опорным напряжением;
- 2 для управления двумя комплектами используется один блок импульсно-фазового управления SIFU A.

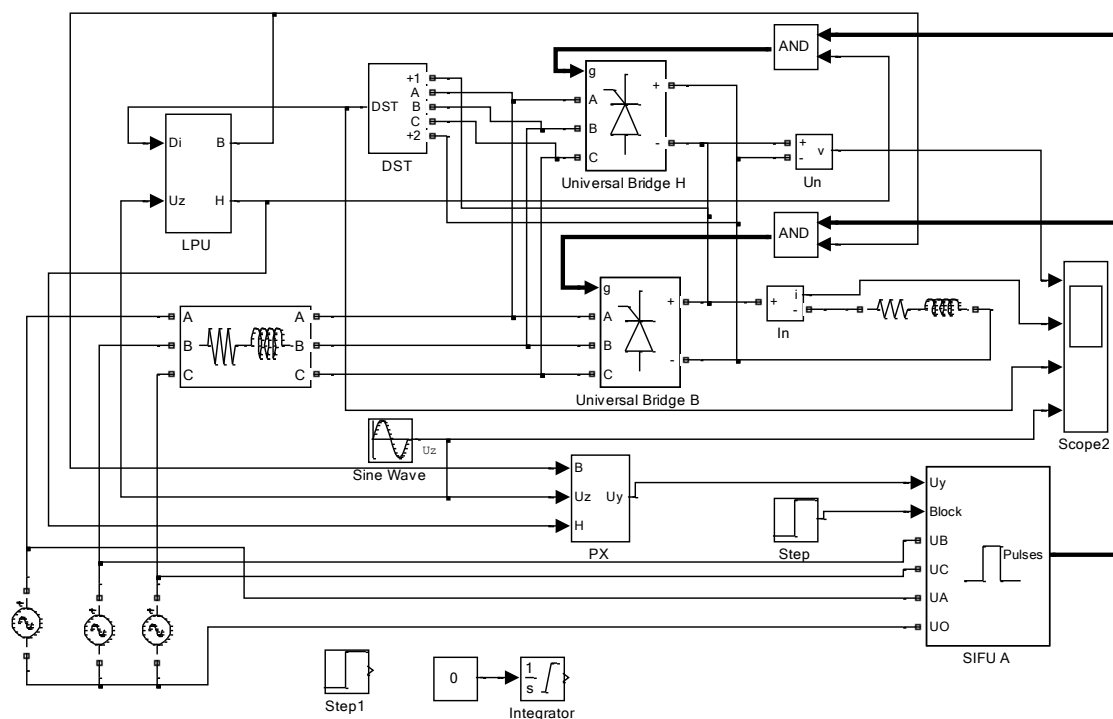


Рисунок 1.136 - Модель реверсивного тиристорного преобразователя с отдельным управлением, СИФУ с косинусоидальным опорным напряжением (Fig1_136)

Переключение управления комплектами осуществляется логическим переключающим устройством LPU через логические схемы И (AND). В этом случае напряжение управления формируется в специальном блоке PX . Необходимая полярность напряжения управления определяется выходными сигналами логического устройства LPU .

Нагрузка на преобразователь активно-индуктивная, задающий сигнал U_z выбран синусоидальным.

Моделирование результата отработки задающего гармонического воздействия по входу U_z представлено на рисунке 1.137.

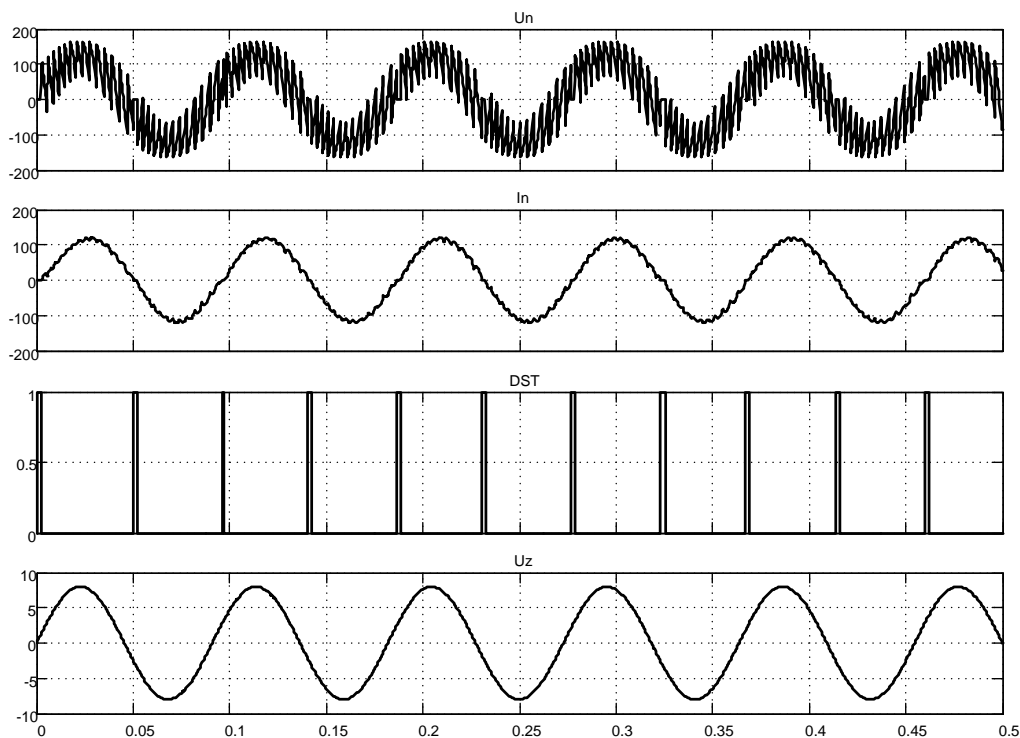


Рисунок 1.137 - Результаты моделирования работы реверсивного преобразователя с раздельным управлением (начальный угол управления принят 90 град.)

Форма тока нагрузки близка к синусоидальной. Выходные логические сигналы единичного уровня датчика состояния тиристоров DST соответствуют моментам перехода тока через нулевое значение.

Начальное значение угла управления принято равным 90 град. U_n , I_n – напряжение и ток в нагрузке; DST – выходной сигнал датчика состояния тиристоров обоих комплектов; U_z – входной задающий сигнал.

1.6 Транзисторные широтно-импульсные преобразователи для управления двигателями постоянного тока

1.6.1 Симметричный способ управления

Для создания современного, надёжного, высокоэффективного электропривода используется широтно-импульсный преобразователь (ШИП). Имеется несколько типов приборов силовой электроники, каж-

дый из которых занимает свои области наиболее целесообразного применения. Наиболее перспективными приборами силовой электроники являются *MOSFET* и *IGBT* для схем преобразователей мощностью от единиц ватт до единиц мегаватт.

Упрощенная функциональная схема *ШИП* представлена на рисунке 1.138. Она содержит четыре транзисторных ключа *TK1...TK4*. В диагональ моста, образованного транзисторными ключами, включена для примера активно-индуктивная нагрузка. Нагрузкой в приводах постоянного тока является цепь якоря двигателя постоянного тока. Питание *ШИП* осуществляется от источника постоянного тока *ИП*, шунтированного конденсатором *C*.

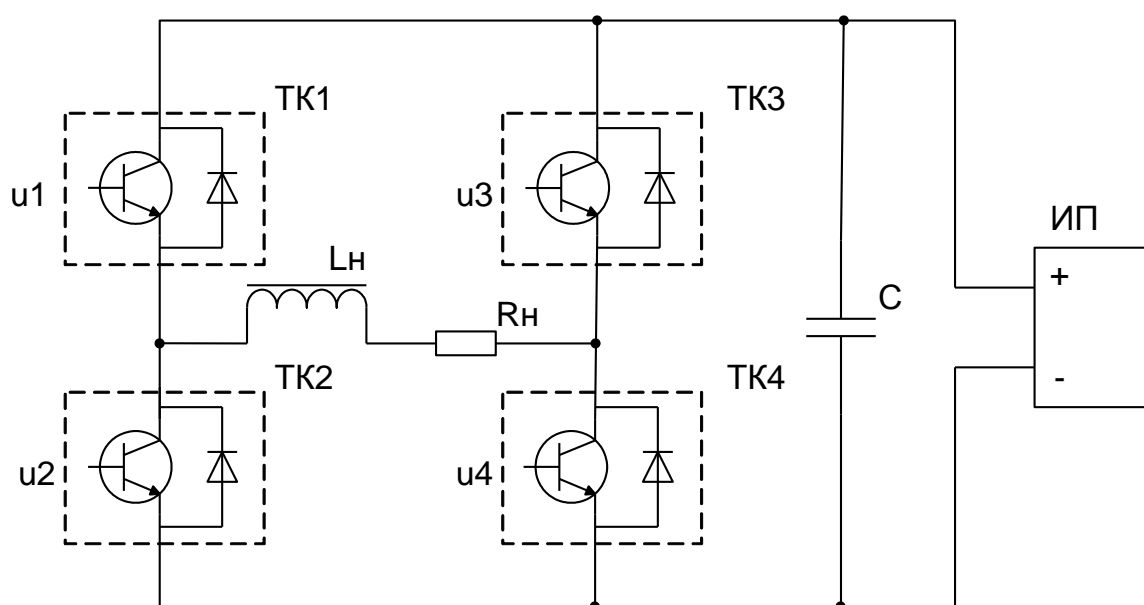


Рисунок 1.138 – Функциональная схема широтно-импульсного преобразователя: *TK1...TK4* – силовые ключи; *u1...u4* – управляющие напряжения ключами; *Lн, Rн* – активно-индуктивная нагрузка; *C* – конденсатор; *ИП* – источник питания

Наиболее простым способом управления *ШИП* является симметричный. При симметричном способе управления в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста, а напряжение на выходе *ШИП* представляет собой знакопеременные импульсы, длительность которых регулируется сигналами управления *u1...u4*.

Работу *ШИП* с симметричным управлением и временные диаграммы напряжений *u1...u4* рассмотрим на модели, представленной на рисунке 1.139. Силовые транзисторные ключи реализованы в блоке *Universal Bridge*, необходимое количество ключей и тип транзистора определяется настройкой блока. Источником питания выбрана аккумулятор-

ная батарея напряжением 100В. В качестве нагрузки *ШИП* используется R, L –цепь. Управление преобразователем осуществляется блоком *Discrete PWM Generator M*, представляющим широтно-импульсный модулятор (*ШИМ-PWM*). За основу взят блок *Discrete PWM Generator* из библиотеки *Simulink* и модернизирован для управления по симметричному способу.

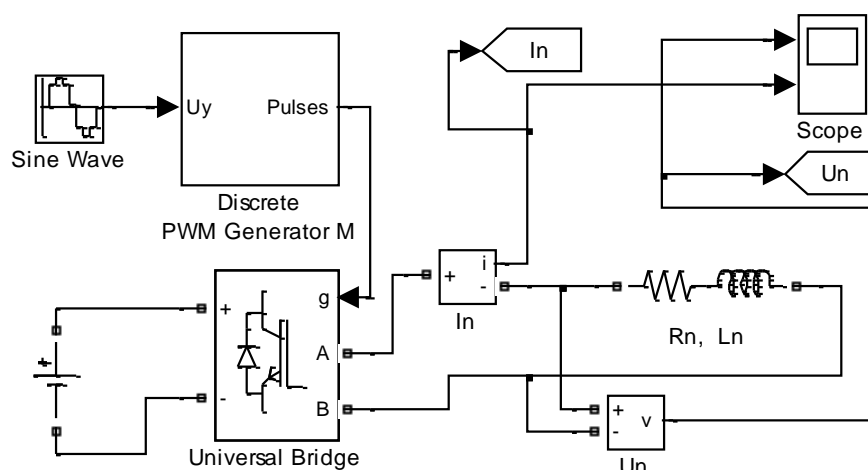


Рисунок 1.139 – Схема модели широтно-импульсного преобразователя с симметричным управлением (Fig1_139)

Схема модернизированного блока *Discrete PWM Generator M* показана на рисунке 1.140.

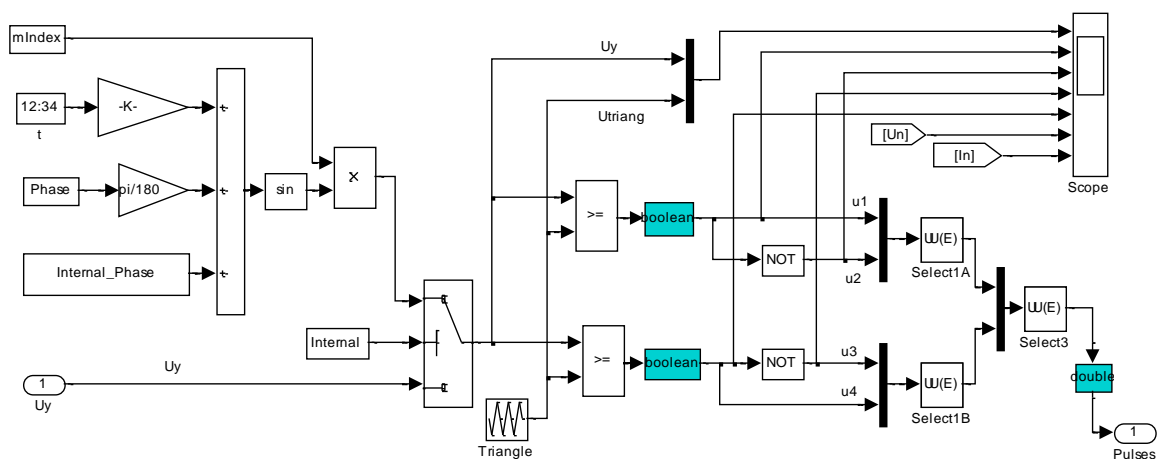


Рисунок 1.140 – Схема модели блока *Discrete PWM Generator M*

Временная диаграмма работы *ШИП*, являющаяся результатом моделирования файла *Fig1_139*, приведена на рисунке 1.141. Частота коммутации силовых ключей постоянна и задаётся в окне настройки блока

Discrete PWM Generator M. Этой частотой синхронизируется генератор опорного напряжения *Utriang* треугольной формы. Опорное напряжение сравнивается с напряжением управления U_y , в результате которого формируется импульсный сигнал единичного уровня, следующий с постоянной частотой, но с изменяющейся относительной продолжительностью включения γ от 0 до 1. Эти сигналы используются для управления ключами $u1 \dots u4$.

Максимальный диапазон изменения напряжения управления $\pm U_{y.max}$ и амплитуда опорного напряжения $\pm U_{triang.max}$ должны быть равны. В данном примере это значение равно $\pm 1\text{В}$. Напряжение управления выбрано синусоидальным: амплитуда $0,9\text{В}$, частота 50Гц . Результаты моделирования свидетельствуют об удовлетворительном качестве отработки задающего сигнала.

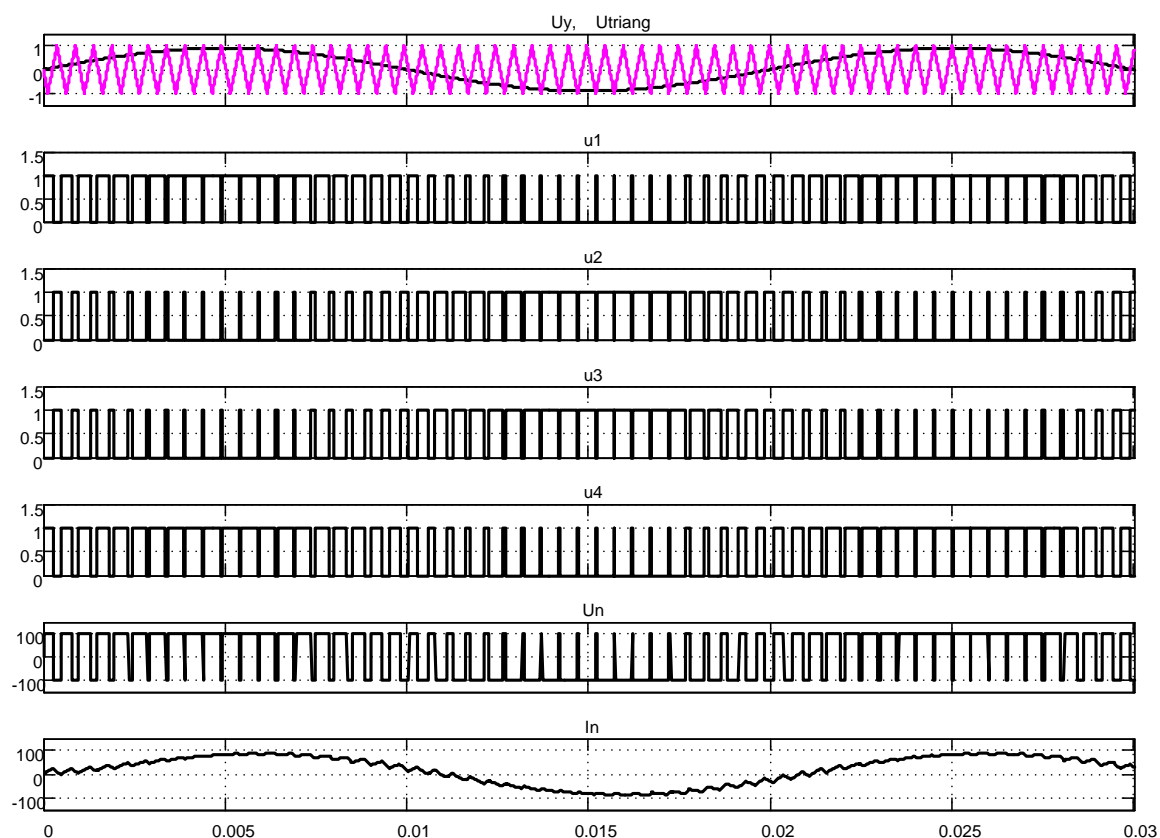


Рисунок 1.141 – Временная диаграмма работы ШИП при симметричном управлении

В ШИП с симметричным управлением среднее напряжение U_n на выходе равно нулю, когда относительная продолжительность включения $\gamma=0,5$. Временные диаграммы ШИП при симметричном способе управления приведены на рисунке 1.141. Напряжение на нагрузке раз-

нополярное $\pm 100\text{V}$, напряжения управления транзисторами не превышают 1V . При нулевом напряжении на базе транзистор закрыт, при значении, не равном нулевому, транзистор открыт

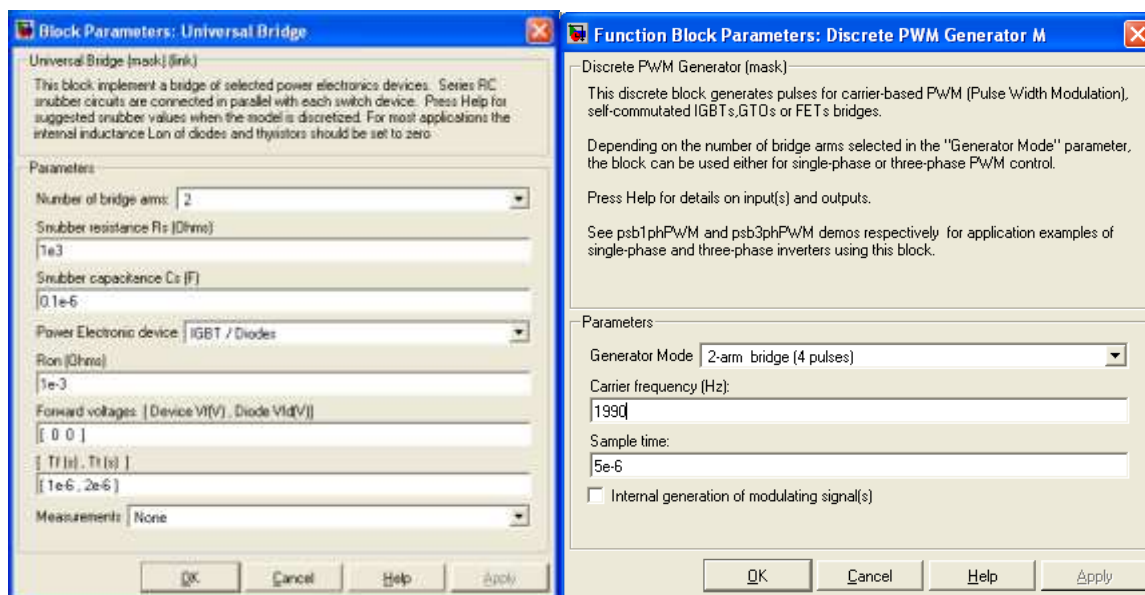


Рисунок 1.142 – Настройки блоков *Universal Bridge* и *Discrete PWM Generator M*

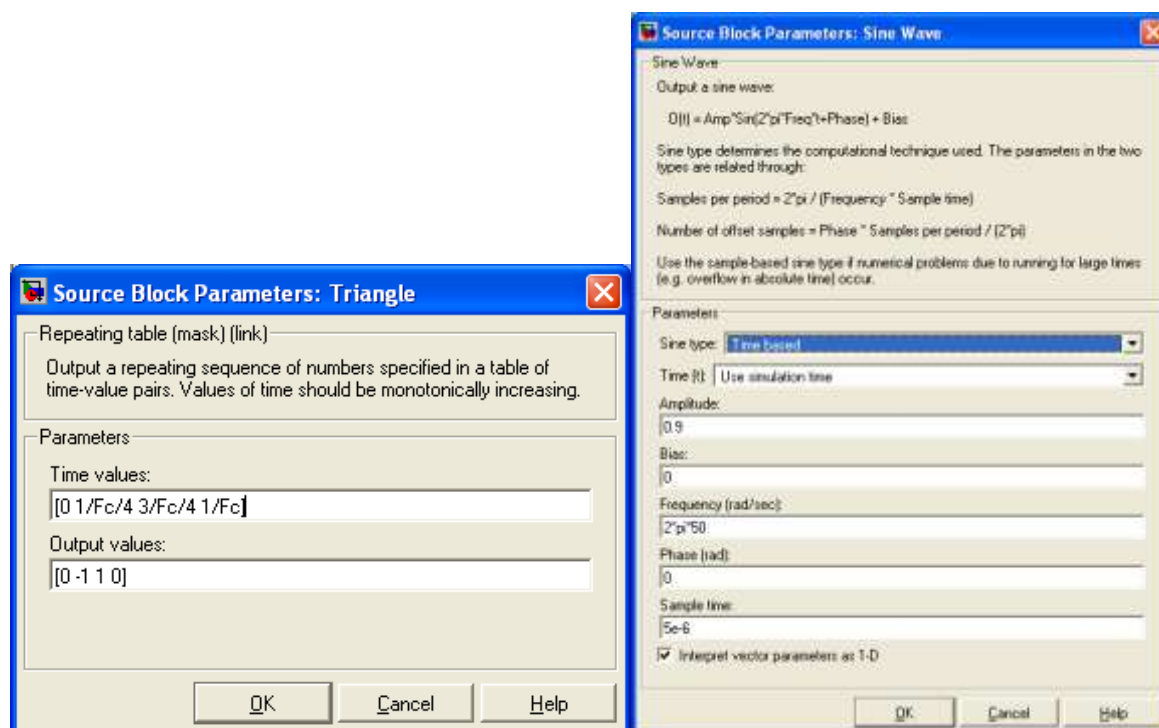


Рисунок 1.143 - Окна настройки блоков *Triangle* и *Sine Wave*

Симметричный способ управления обычно используется в мало-мощных приводах постоянного тока. Его преимуществом является простота реализации и отсутствие зоны нечувствительности в регулировочной характеристике. Недостаток *ШИП* с симметричным управлением состоит в наличии двухполярного напряжения на нагрузке и в связи с этим, повышенных пульсаций тока в нагрузке. Последнее требует повышения частоты коммутации транзисторов (силовых ключей) и приводит к увеличению потерь на ключах и к дополнительному нагреву.

На рисунках 1.142 и 1.143 показаны окна настроек основных элементов *ШИП* с симметричным управлением. Из информации, приведённой на рисунке 1.142, следует, что преобразователь включает: два плеча силовых ключей; тип силового транзистора – IGBT с диодом; транзисторы зашунтированы цепью, состоящей из последовательно соединённых резистора и конденсатора; тип генератора *ШИМ* соответствует типу *ШИП*; частота коммутации силовых ключей 1990Гц; интервал дискретности генератора *ШИМ* принят 5 микросекунд.

Из информации, приведённой на рисунке 1.143, следует, что генератор опорного напряжения имеет треугольную форму, амплитуду $\pm 1\text{В}$ и частоту $F_c = 1990\text{Гц}$. Напряжение управления имеет синусоидальную форму, частота 50Гц, амплитуда 0,9В, интервал дискретности 5 микросекунд.

При запуске файла *Fig1_139 Simulink* выставляет окно с предупреждением о замене способа моделирования. Согласиться, нажав кнопку ОК, однако никаких изменений вводить не надо. Процесс моделирования будет выполнен с фиксированным шагом. Рекомендованный в подсказке способ моделирования также осуществляется, но в результатах моделирования появляются помехи, объяснить которые достаточно сложно.

1.6.2 Несимметричный способ управления

Стремление исключить недостатки симметричного способа управления привело к разработке способов, обеспечивающих однополярное напряжение на выходе *ШИП*. Простейшим из них является несимметричный. Модель *ШИП* с несимметричным управлением представлена на рисунке 1.144.

Данная схема отличается от схемы на рисунке 1.139 реализацией блока *Discrete PWM Generator*, схема модели которого показана на рисунке 1.145. Данный блок входит в состав библиотеки *Simulink*.

Принцип действия блока *Discrete PWM Generator* поясняется временной диаграммой работы основных элементов (рисунок 1.146), составляющих структуру этого блока.

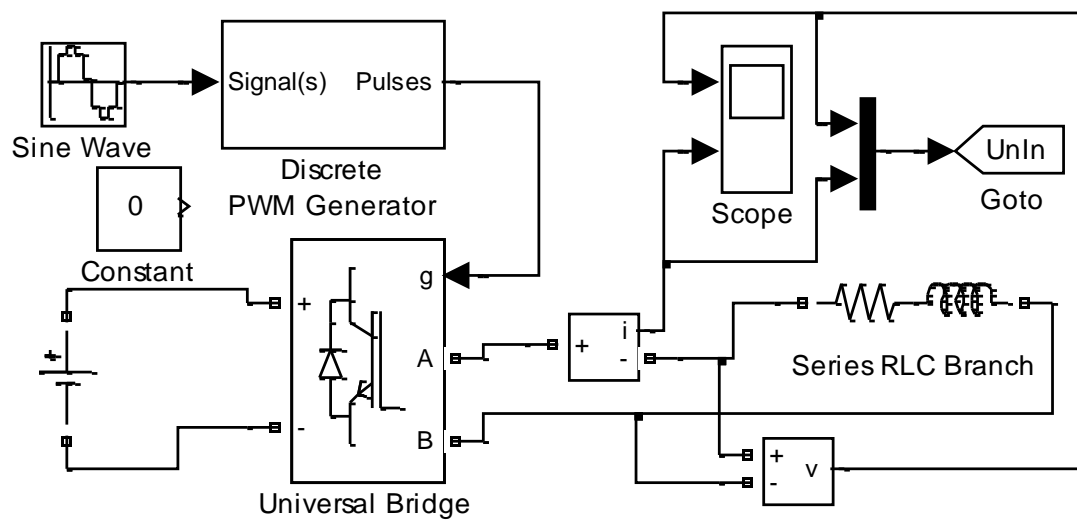


Рисунок 1.144 – Схема модели ШИП с несимметричным управлением (Fig1_144)

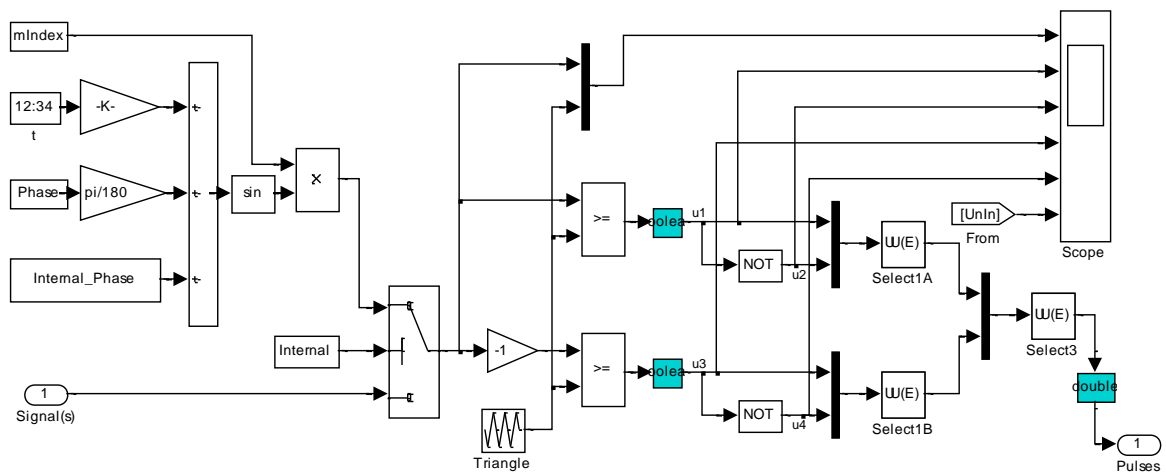


Рисунок 1.145 – Схема модели блока Discrete PWM Generator

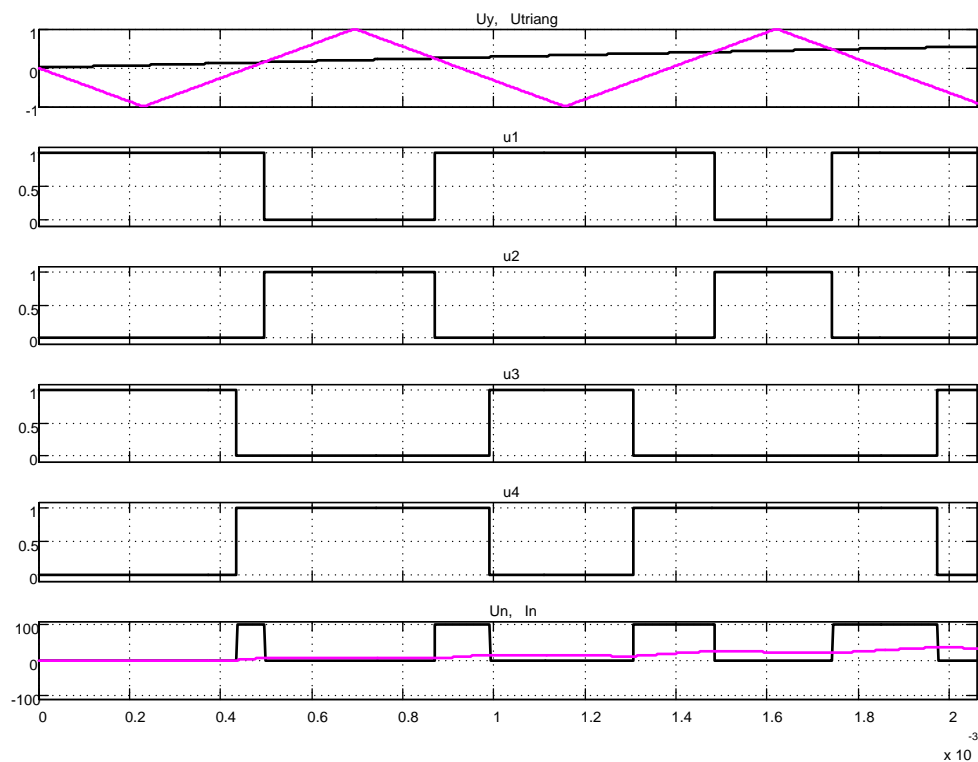


Рисунок 1.146 – Временная диаграмма работы ШИП при несимметричном управлении

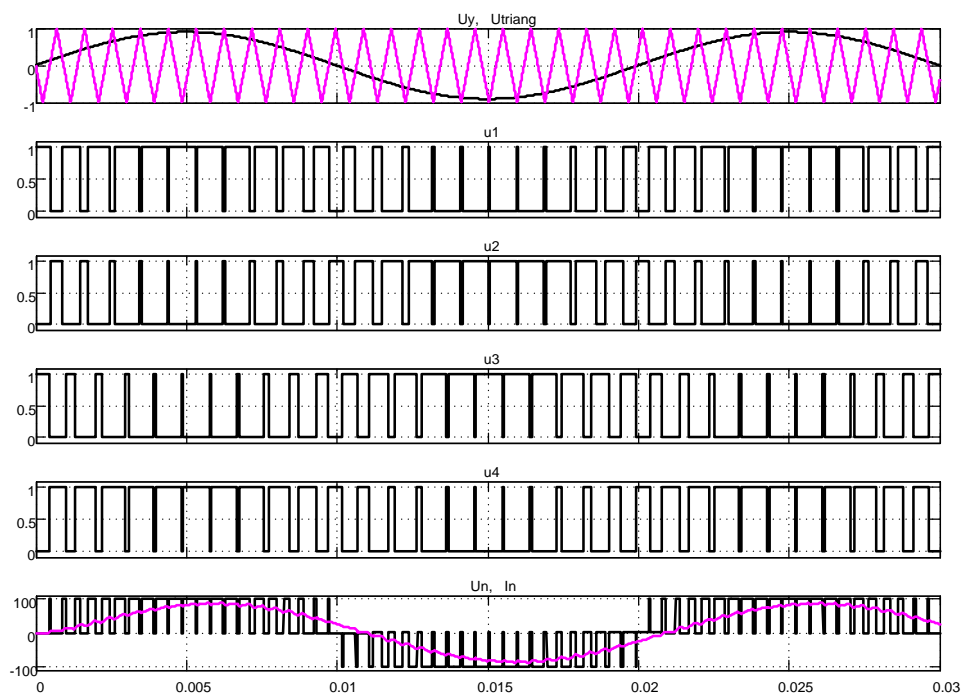


Рисунок 1.147 – Результаты моделирования работы ШИП с несимметричным управлением

Здесь при любом знаке входного сигнала U_y в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста (рисунок 1.146). При этом частота переключения каждого из них соответствует частоте опорного треугольного сигнала U_{triang} , а напряжение на нагрузке однополярное, частотой в два раза большей, чем опорное. Управляющие напряжения транзисторных ключей u_1, u_2 одной фазы моста $TK1, TK2$ (рисунки 1.138 и 1.145) и u_3, u_4 для $TK3, TK4$ постоянно находятся в противофазе; при этом ключи переключаются с меньшей в два раза частотой, чем частота коммутации нагрузки. Этим достигается снижение потерь на переключение силовых ключей и одновременно уменьшение пульсаций тока в нагрузке.

На рисунке 1.147 представлены результаты моделирования работы ШИП с несимметричным управлением на активно-индуктивную нагрузку при входном синусоидальном напряжении управления.

При запуске файла *Fig1_144 Simulink* выставляет окно с предупреждением о замене способа моделирования. Согласиться, нажав кнопку *ОК*, однако никаких изменений вводить не надо. Процесс моделирования будет выполнен с фиксированным шагом. Рекомендованный в подсказке способ моделирования также осуществляется, но в результатах моделирования появляются помехи, объяснить которые достаточно сложно.

1.7 Преобразователи частоты (автономные инверторы)

1.7.1 Разомкнутый способ реализации ШИМ

В современных системах электропривода переменного тока в качестве силовых регуляторов используются транзисторные автономные инверторы. Оконечный каскад трёхфазного автономного инвертора содержит шесть силовых транзисторных ключей с обратными диодами. В связи со значительными достижениями в технологии изготовления силовых транзисторов (в части повышения частоты коммутации, тока и напряжения), практически повсеместно стали использоваться алгоритмы с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией (*ШИМ*). Методы *ШИМ* напряжения на выходе автономного инвертора реализуются в разомкнутых и замкнутых системах. Разомкнутый способ реализации *ШИМ* в одной фазе при симметричном и несимметричном управлении рассмотрен в моделях ШИП. Генератор пилообразного напряжения треугольной формы формирует напряжение высокой (несущей) частоты. Это напряжение сравнивается с синусоидальным напряжением, частота и амплитуда которого задаётся входным сигналом U_y . Результат сравнения используется для управления силовыми ключами.

На рисунке 1.148 представлена модель автономного инвертора напряжения.

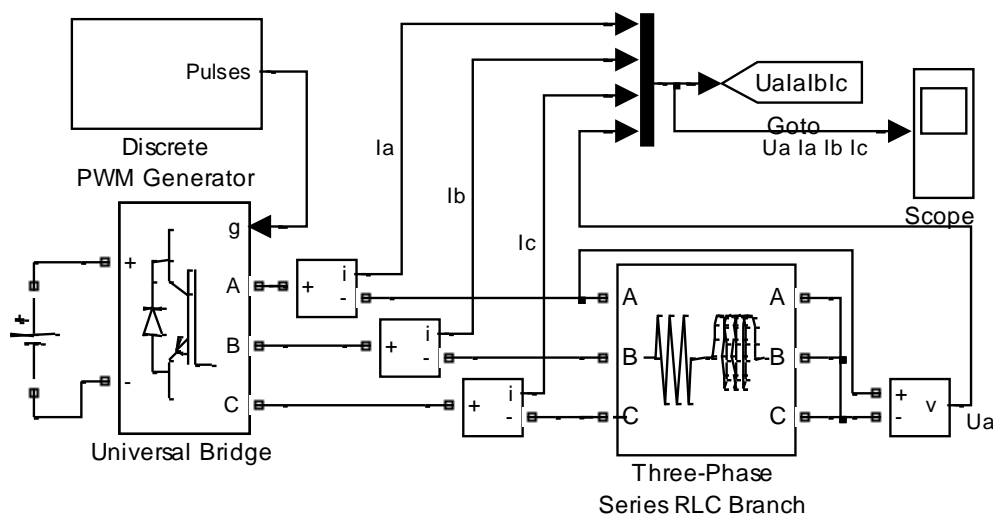


Рисунок 1.148 – Схема модели автономного инвертора (Fig1_148)

Преобразователь частоты выполнен на блоке *Universal Bridge*; питание преобразователь получает от аккумуляторной батареи; задающее синусоидальное трёхфазное напряжение необходимой амплитуды и частоты, управляющие напряжения $u1...u6$ формируются в блоке *Discrete PWM Generator*; нагрузка преобразователя частоты включена в звезду и имеет активно-индуктивный характер. На рисунке 1.149 показаны окна настройки основных блоков автономного инвертора напряжения: *Universal Bridge*, *Discrete PWM Generator*.

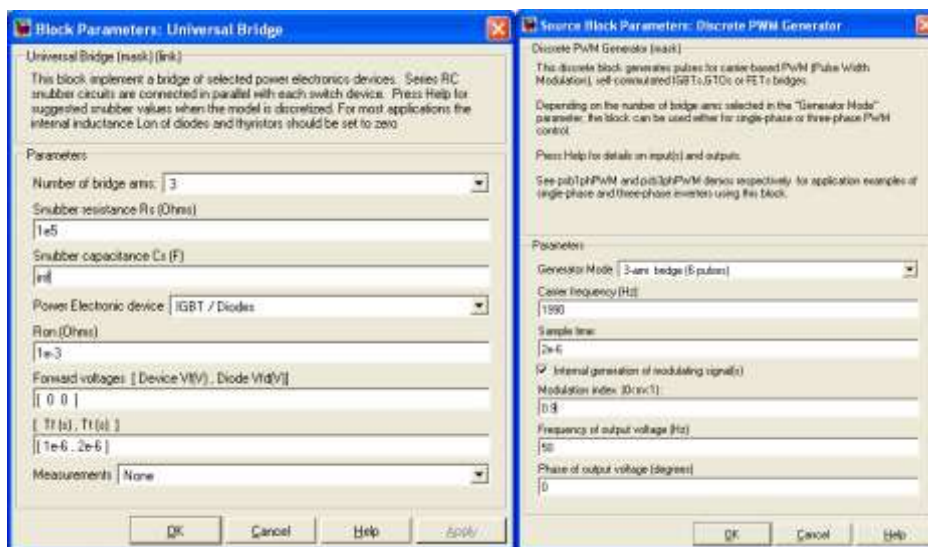


Рисунок 1.149 – Окна настройки блоков

На рисунке 1.150 изображена схема модели блока *Discrete PWM Generator*. Из схемы удалены элементы, незадействованные в данной конфигурации.

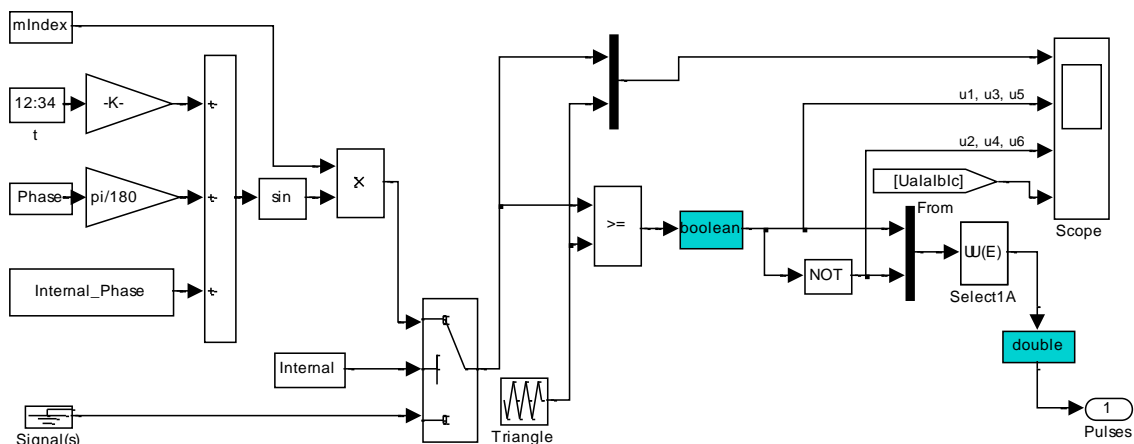


Рисунок 1.150 – Схема модели блока *Discrete PWM Generator*

На рисунке 1.151 представлена временная диаграмма работы трёхфазного автономного инвертора на частоту 50Гц.

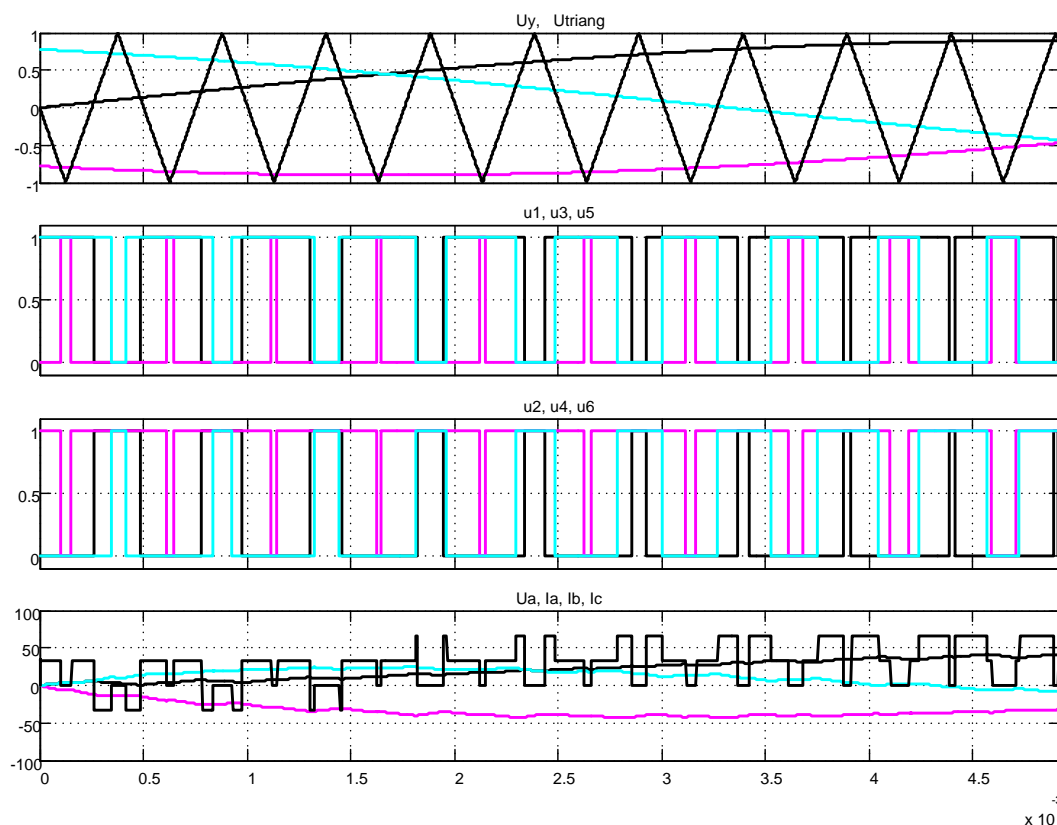


Рисунок 1.151 – Временная диаграмма работы трёхфазного инвертора

Треугольное опорное напряжение сравнивается с задающими напряжениями трёх фаз. В результате сравнения формируются три управляющих напряжения силовыми ключами $u1$, $u3$ и $u5$, после инвертирования – управляющие напряжения $u2$, $u4$ и $u6$. Селектор *Select1A* задаёт порядок следования сформированных сигналов управления в последовательности $u1$, $u2$, $u3$, $u4$, $u5$, $u6$, принятой для управления силовыми ключами блока *Universal Bridge*. На нижней диаграмме показано напряжение фазы A и токи фаз A , B , C .

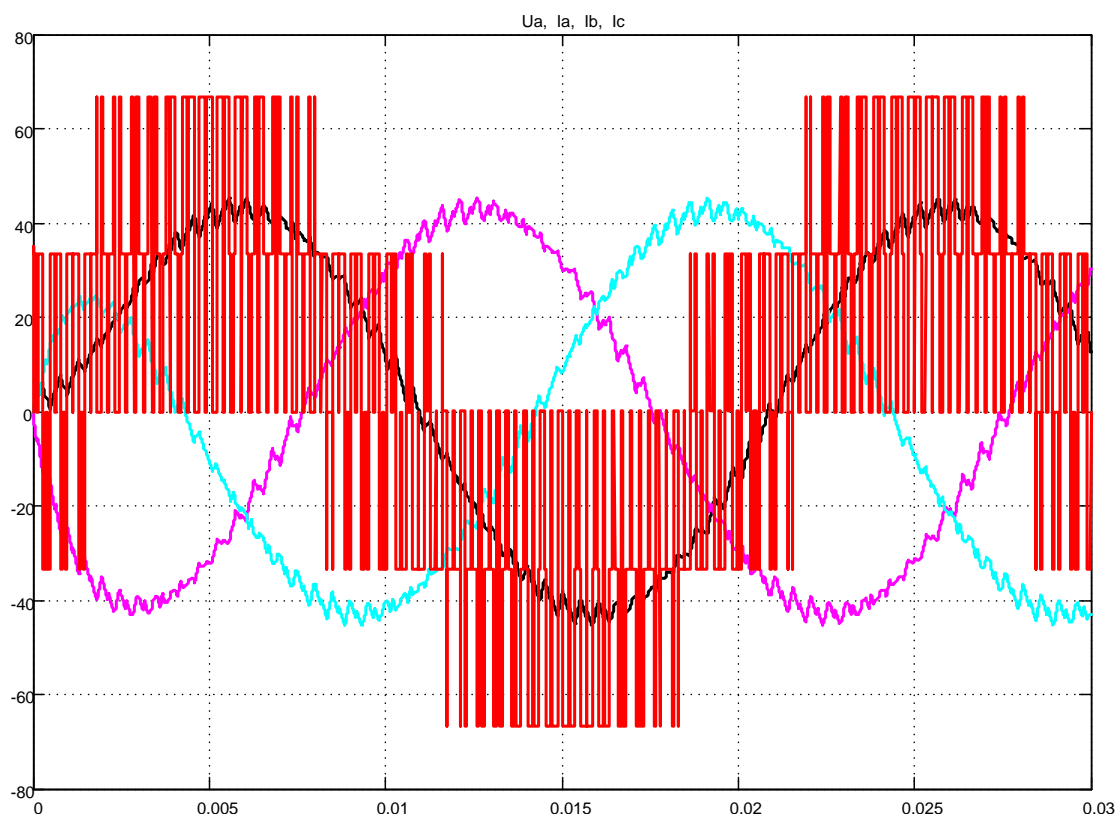


Рисунок 1.152 – Моделирование работы трёхфазного инвертора напряжения

На рисунке 1.152 также показан процесс формирования напряжения фазы A и токов фаз, но моделируется больший интервал времени.

1.7.2 Замкнутый способ реализации ШИМ (токовый коридор)

При построении электропривода переменного тока часто используется замкнутый способ реализации ШИМ. Этот способ иллюстрирует модель на рисунке 1.153. Здесь за счет отрицательной обратной связи по току и релейного элемента (*Discrete PRM Generator*) ток в нагрузке пульсирует около заданного значения. Амплитуда и частота пульсаций определяется параметрами R , L активно-индуктивной нагрузки и шири-

ной петли гистерезиса релейного элемента *eps*. Часто такой способ *ШИМ* называют «токовым коридором». При реализации «токового коридора» инвертор представляет собой источник тока, а управление электрической машиной в этом случае относится к частотно-токовому.

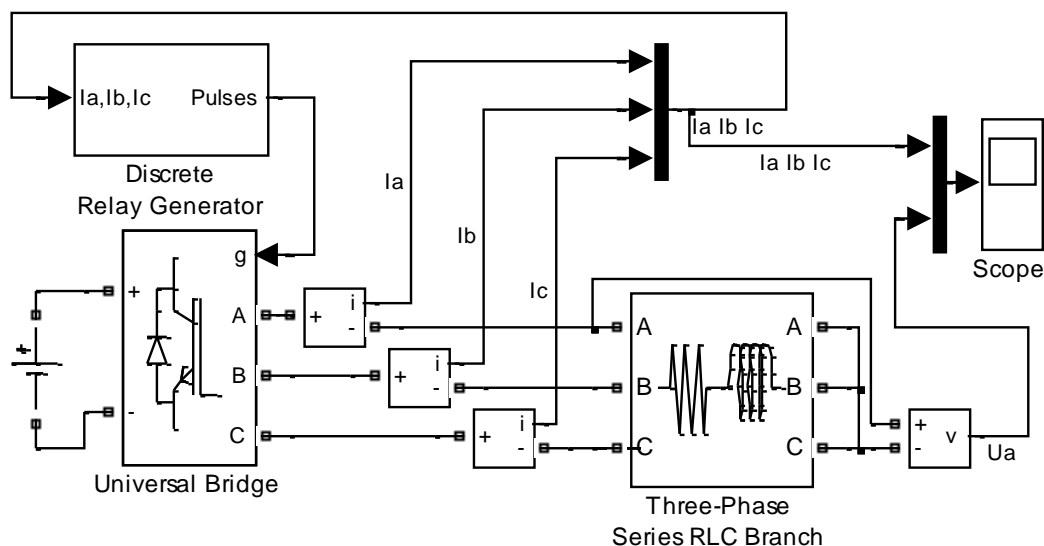


Рисунок 1.153 – Схема модели «токового коридора» (Fig1_153)

Устройства управления инвертором должны реализовать способ, который обеспечил бы удовлетворение двух основных требований, предъявляемых к системе преобразователь – нагрузка:

- минимальные потери и минимальные пульсации тока в нагрузке, обусловленные воздействием первой и высших гармоник;
- минимальные потери в элементах преобразователя.

Эти требования противоречивы. Так как для улучшения качественных показателей работы нагрузки следует повышать несущую частоту, а для уменьшения потерь в преобразователе ее следует уменьшать; кроме того, двусторонняя энергетическая связь требует добавочных переключений в преобразователе. Компромисс в удовлетворении отмеченных требований находится на основании анализа электромагнитных процессов и потерь в преобразователе.

Схема модели на рисунке 1.153 отличается от выше рассмотренной наличием обратной связи по току нагрузки и блоком управления преобразователем *Discrete Relay Generator*, специально разработанного для формирования «токового коридора». Схема модели блока *Discrete Relay Generator* приведена на рисунке 1.154.

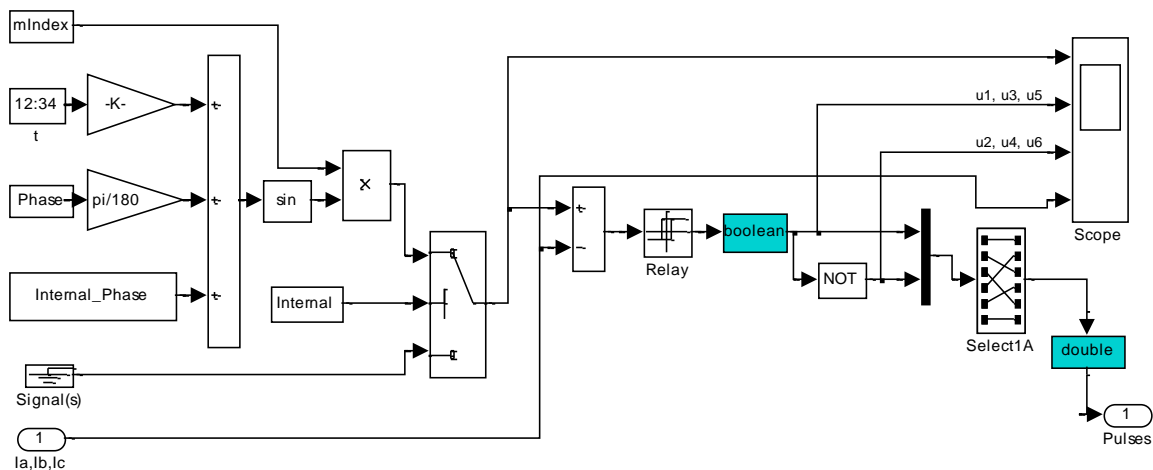


Рисунок 1.154 – Схема модели блока *Discrete Relay Generator*

Блок состоит из двух функционально несвязанных частей: первая формирует трёхфазный синусоидальный задающий сигнал по току, параметры которого задаются в окне настройки (рисунок 1.155); вторая часть является релейным регулятором, выходные сигналы которого $u1$, $u3$, $u5$ и $u2$, $u4$, $u6$ используются непосредственно для управления преобразователем.

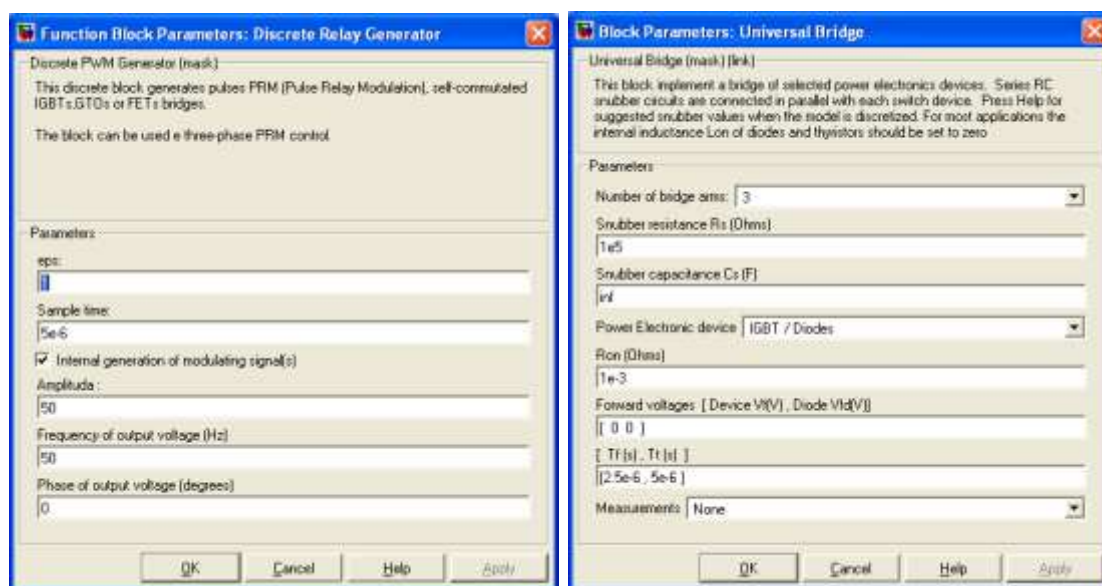


Рисунок 1.155 – Окна настройки блоков *Discrete Relay Generator* и *Universal Bridge*

В окне настройки блока *Discrete Relay Generator* задаются следующие параметры:

- ширина петли гистерезиса релейного элемента в амперах $\pm eps = \pm 1A$;
- интервал дискретности *Sample Time* 5 микрос;
- амплитуда задающего синусоидального токового сигнала в А и частота в Гц.

В отличие от прежних настроек блока *Universal Bridge* параметры *Tf* и *Tt* увеличены и составляют значения 2,5 и 5 микс соответственно.

Блок *Select1A* осуществляет форматирование сигналов управления в соответствии с нормативами по управлению блока *Universal Bridge*.

Временная диаграмма работы (рисунок 1.156) получена путем моделирования процессов на небольшом промежутке времени (0,005с). В верхней части диаграммы показаны задающие токовые сигналы трёх фаз, а в нижней – результат отработки задания, отличающийся тем, что ток в фазах начинает изменяться от нулевого значения и в активно-индуктивной нагрузке не может мгновенно достичь заданного значения. При желании импульсы управления *u1*, *u3*, *u5* и *u2*, *u4*, *u6* можно разнести на отдельные окна, тогда детали импульсов управления будут наблюдаться чётче.

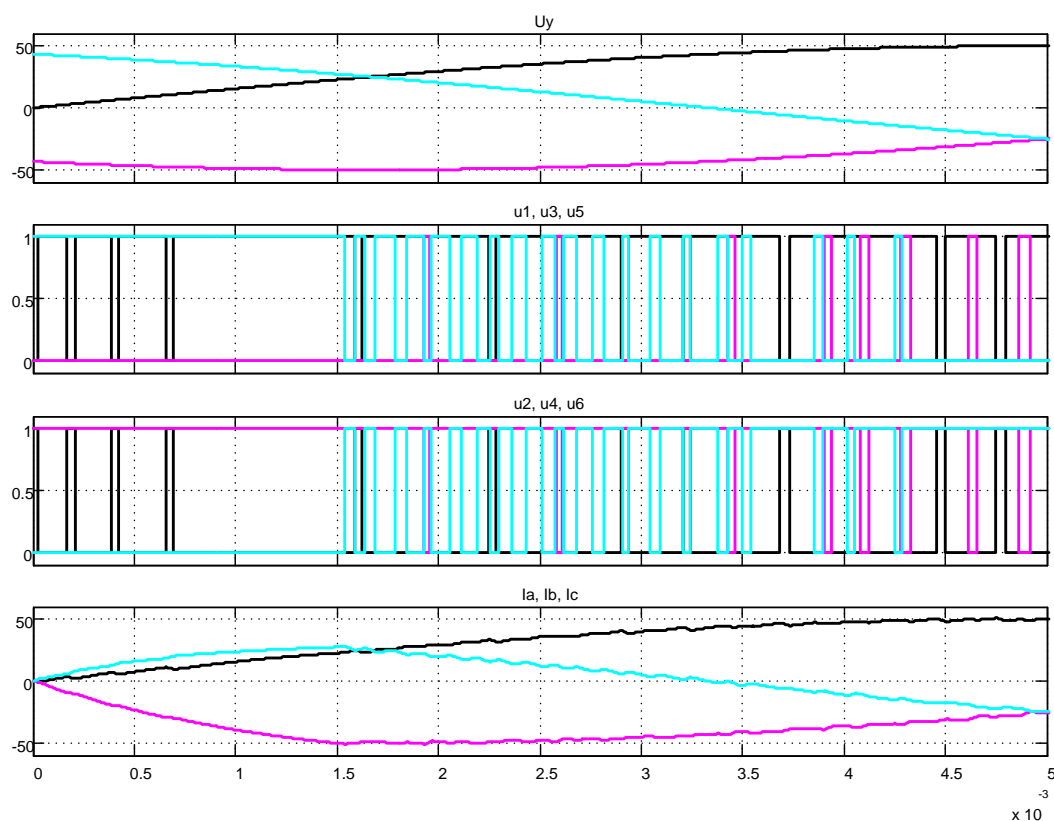


Рисунок 1.156 – Временная работа при реализации замкнутого принципа управления

На рисунке 1.157 показаны результаты моделирования при реализации замкнутого принципа управления («токового коридора»). На рисунке приведено напряжение фазы *A* и токи всех фаз. При необходимости можно вывести на экран любое напряжение – фазное или линейное.

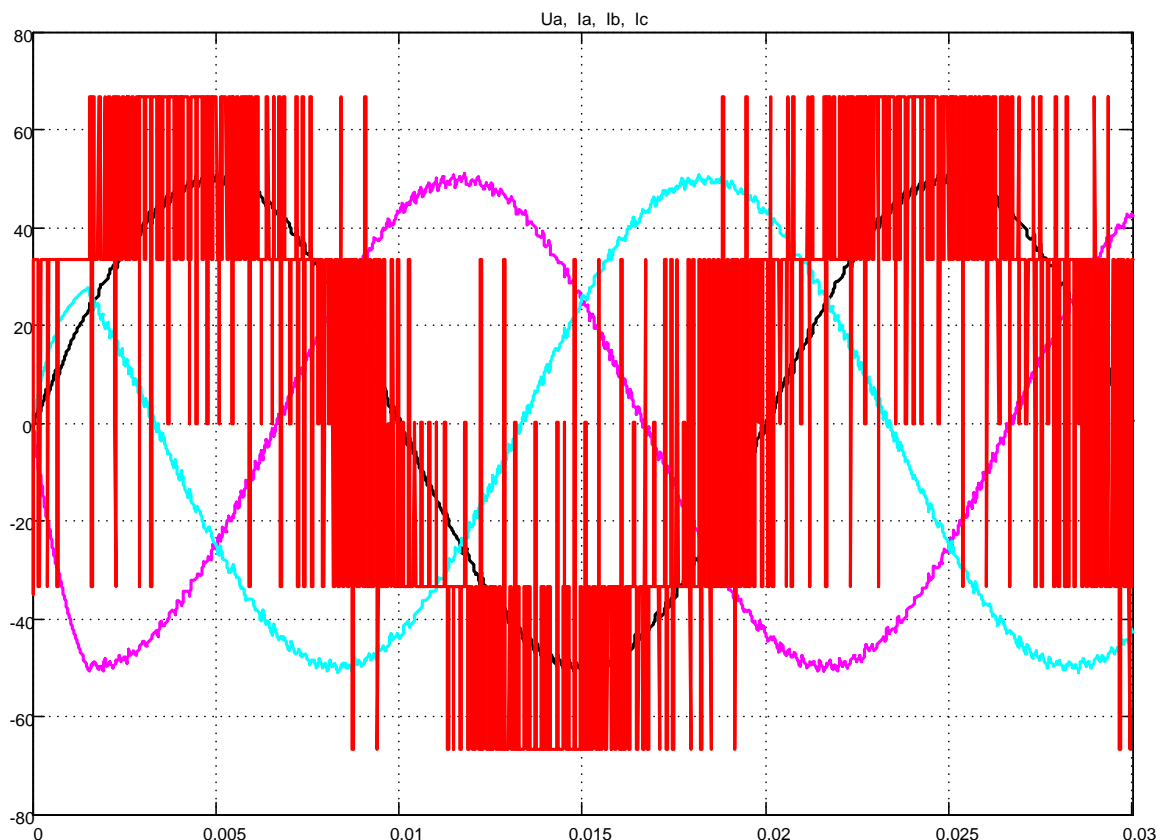


Рисунок 1.157 – Результаты моделирования при реализации замкнутого принципа управления

2 ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2.1 Разомкнутые

2.1.1 Автоматическое управление в функции времени

Двигатель параллельного возбуждения 25кВт, 220В, 420об/мин, $I_{я.н}=120\text{А}$, $J_{я}=6\text{кгм}^2$ пускается раз в смену при трёхсменной работе. Статический момент и момент инерции, приведённые к валу двигателя, равны: $M_c=410\text{Н}\cdot\text{м}$, $J_m=6,5\text{кгм}^2$. Двигатель управляется по схеме, представленной на рисунке 2.1

Результаты расчёта пусковых характеристик и других параметров: $R_d=0,1472\text{Ом}$; $r_1=0,55\text{Ом}$; $r_2=0,22\text{Ом}$; $M_n=570\text{Нм}$; $\omega_n=44\text{ 1/с}$;

$C_E \Phi_H = C_M \Phi_H = 4,75$; $L_d = 0,0125 \text{ Гн}$. Расчёт выдержки времени реле 1PY – 1,35с; реле 2PY – 0,54с.

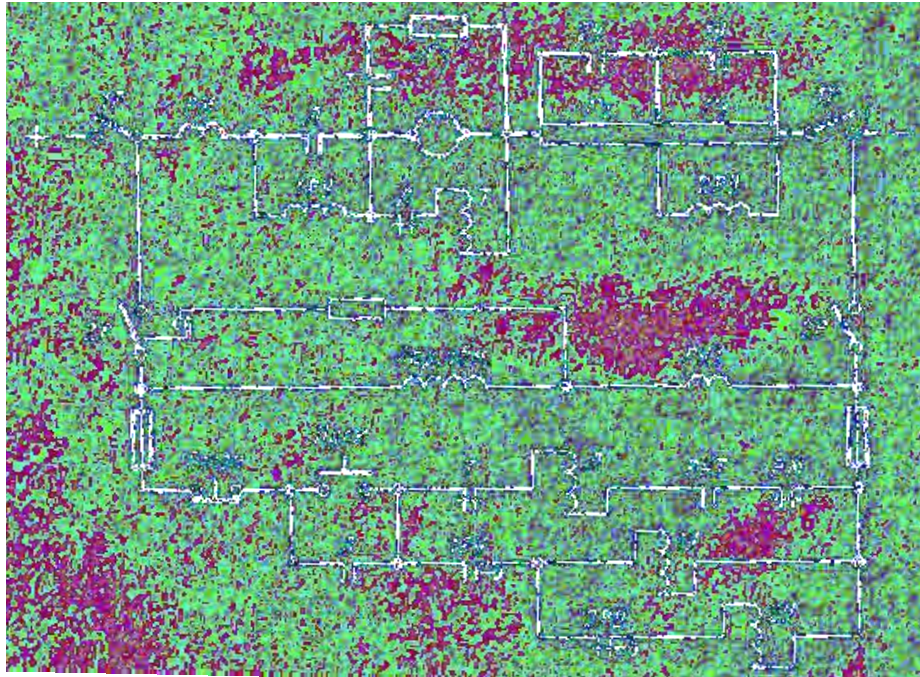


Рисунок 2.1 – Схема управления двигателем параллельного возбуждения

Схема модели автоматического реостатного пуска в функции времени приведена на рисунке 2.2.

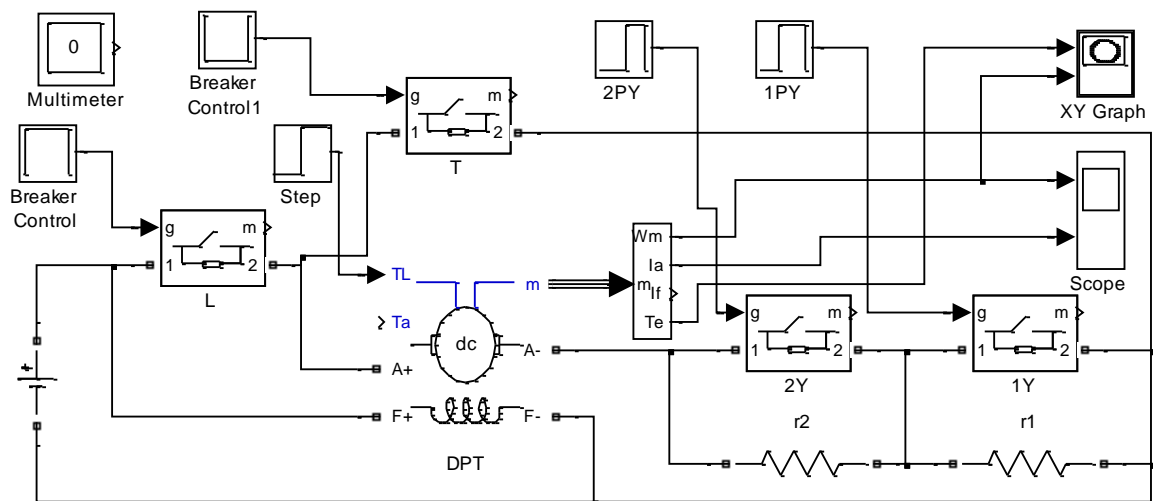


Рисунок 2.2 – Схема модели привода постоянного тока с автоматическим управлением в функции времени (Fig2_2)

В модели используется модернизированная модель двигателя постоянного тока *DPT*, содержащаяся в файле *Fig1_25*. Так как параметры

обмотки возбуждения не приведены, то обмотку возбуждения представим сопротивлением 220 Ом с питанием от источника 220 В. При токе возбуждения 1 А параметр двигателя L_{af} равен постоянной $C_E \Phi_n = C_M \Phi_n$, значение которой определено. Блок *Step* задаёт реактивный момент сопротивления в 410 Нм. Интерфейсная шина m на четыре выхода позволяет регистрировать частоту вращения W_m , ток обмотки якоря двигателя I_a , ток обмотки возбуждения двигателя I_f и момент двигателя T_e .

Идеальные ключи моделируют работу контакторов L , T , $2Y$ и $1Y$ и управляются блоками *Breaker Control*, в которые вносится программа состояния ключа в функции времени (рисунок 2.3).

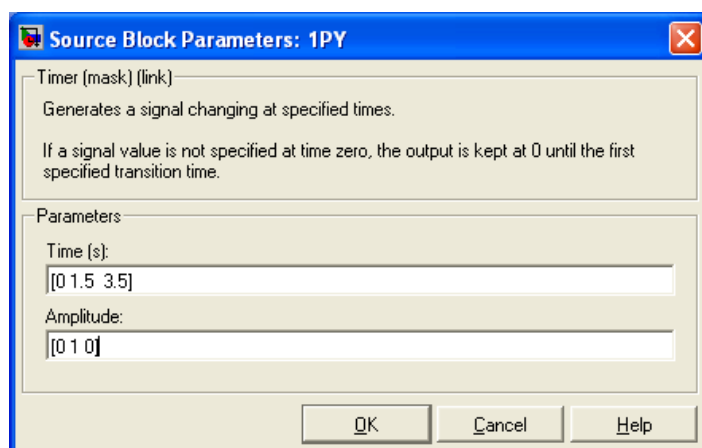


Рисунок 2.3 – Программа управления ключом 1Y

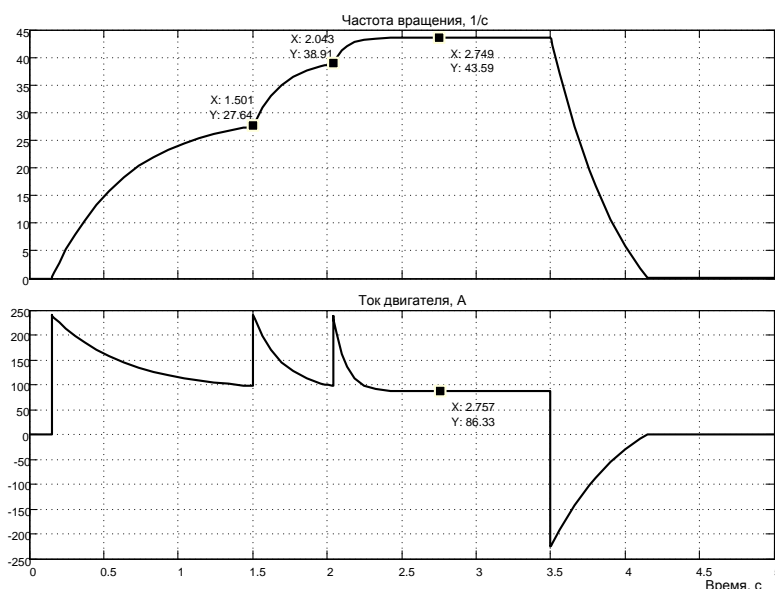


Рисунок 2.4 – Реостатный пуск в функции времени и динамическое торможение ($L_{я.д}=0$)

На рисунке 2.3 показано окно настройки блока *Breaker Control* для управления ключом *IY*. В промежутке $0...1,5$ с контакт *IY* разомкнут ($0,15$ с – время срабатывания контактора *Л* и плюс время выдержки реле *IPY* – $1,35$ с). В промежутке $1,5с...3,5с$ контакт *IY* замкнут, при времени более $3,5с$ контакт разомкнут. Схема модели обеспечивает автоматический пуск в функции времени, так же предусматривается динамическое торможение при выключении привода. На временной диаграмме (рисунок 2.4) показан процесс пуска двигателя при пренебрежении индуктивностью обмотки якоря.

На рисунке 2.5 показаны механические динамические характеристики, построенные по результату пуска двигателя с помощью графопостроителя *XY Graph*.

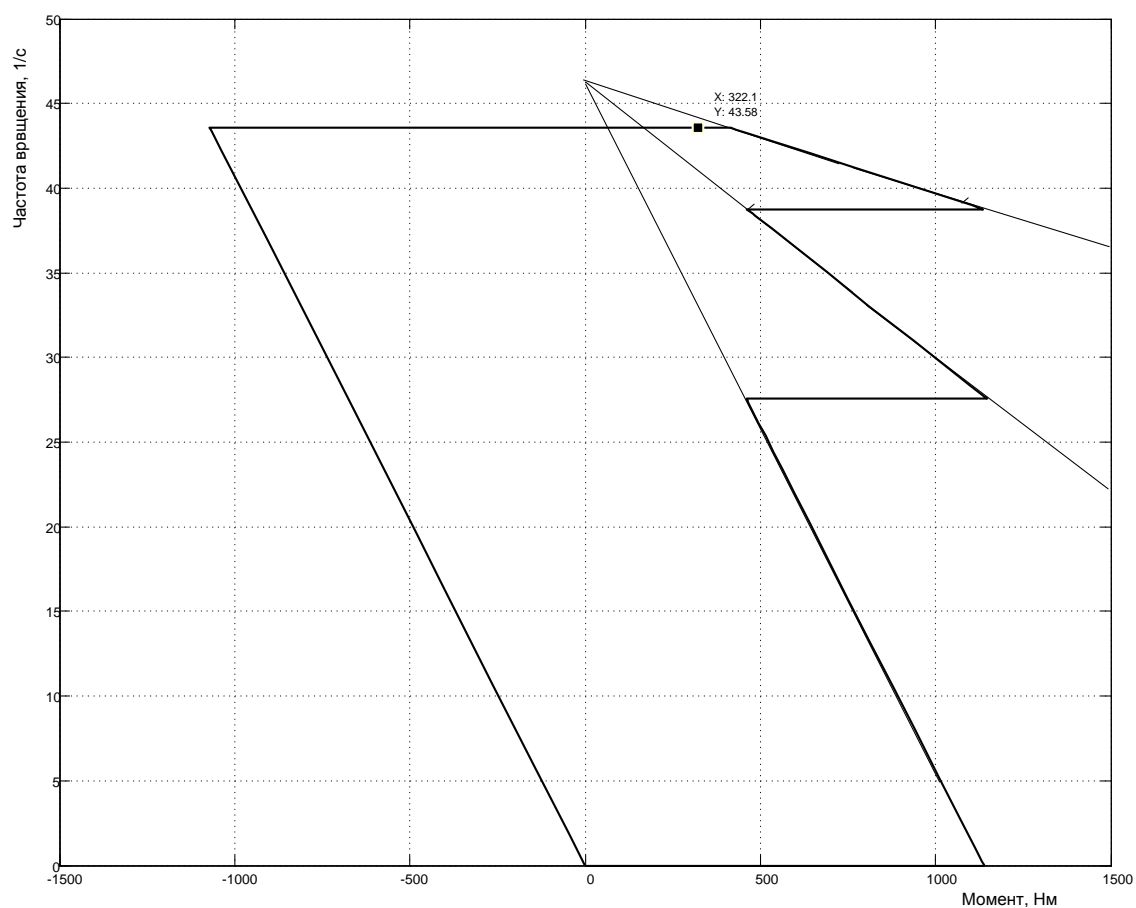


Рисунок 2.5 – Пусковая диаграмма (механические характеристики)

На рисунках 2.6 и 2.7 представлены результаты моделирования пуска и торможения при учёте индуктивности обмотки якоря двигателя.

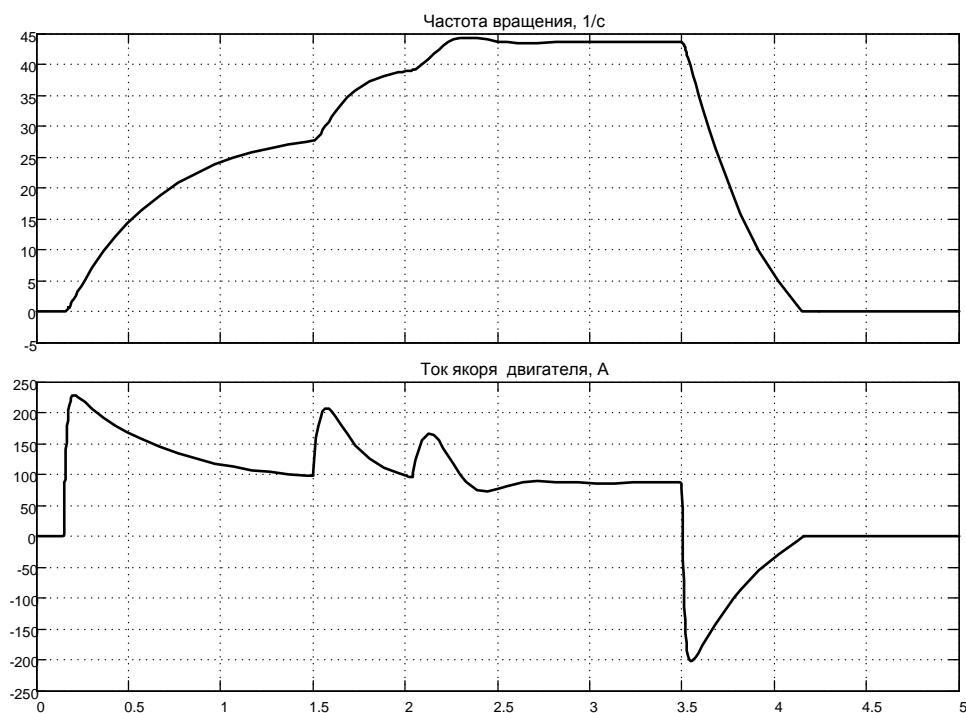


Рисунок 2.6 – Реостатный пуск в функции времени и динамическое торможение ($L_{я.0}=0,0125 \text{ Г}$)

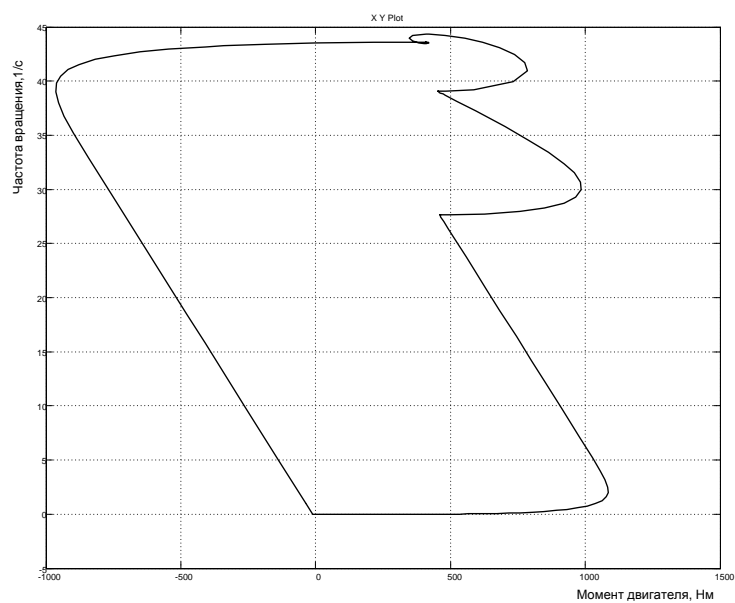


Рисунок 2.7 – Пусковая диаграмма (механические динамические характеристики) при $L_{я.0}=0,0125 \text{ Г}$

2.1.2 Автоматическое управление в функции скорости

На рисунке 2.8 представлена модель реостатного пуска в функции скорости. За основу принята схема привода, показанная на рисунке 2.2, и приняты те же параметры.

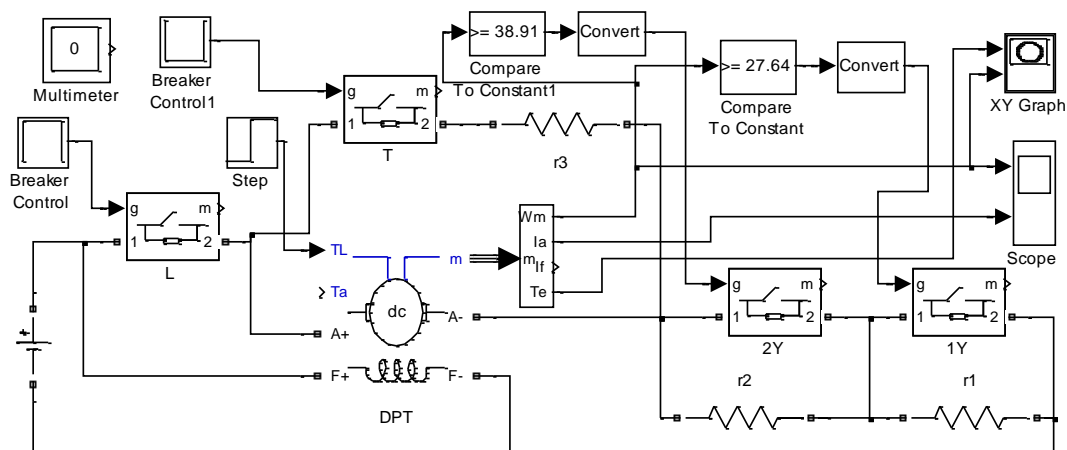


Рисунок 2.8 – Схема модели автоматического пуска в функции скорости (Fig2_8)

Контактор 1Y включается при достижении частоты вращения 27,64 1/с, а контактор 2Y – при частоте вращения 38,91 1/с. Временные диаграммы пуска совпадают с приведёнными на рисунках 2.4 и 2.6.

2.1.3 Автоматическое управление в функции тока

На рисунке 2.9 представлена схема модели реостатного пуска двигателя постоянного тока в функции тока.

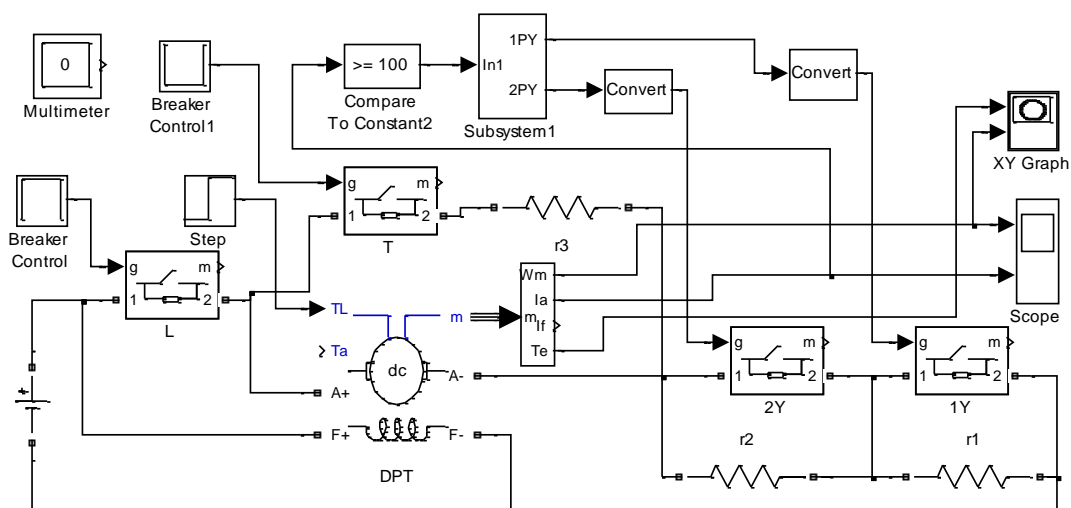


Рисунок 2.9 – Схема модели пуска в функции тока двигателя (Fig2_9)

За основу принята схема привода, приведённая на рисунке 2.1. Управление в функции тока ведёт логическая схема, модель которой представлена на рисунке 2.10.

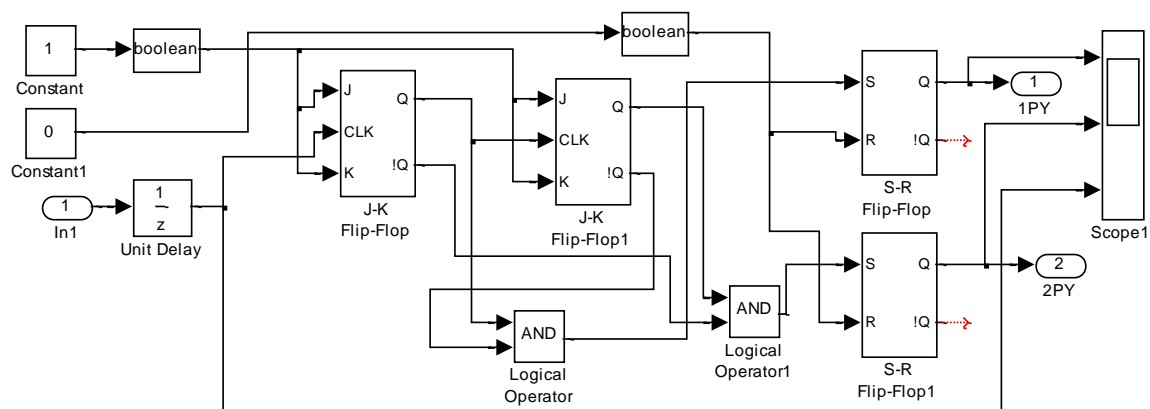


Рисунок 2.10 – Схема модели логического устройства управления в функции тока двигателя (Subsystem 1)

Основным параметром настройки является ток переключения, до которого снижается пусковой ток. Ток переключения (100А) вводится как параметр блока *Compare To Constant2* (см. рисунок 2.11).

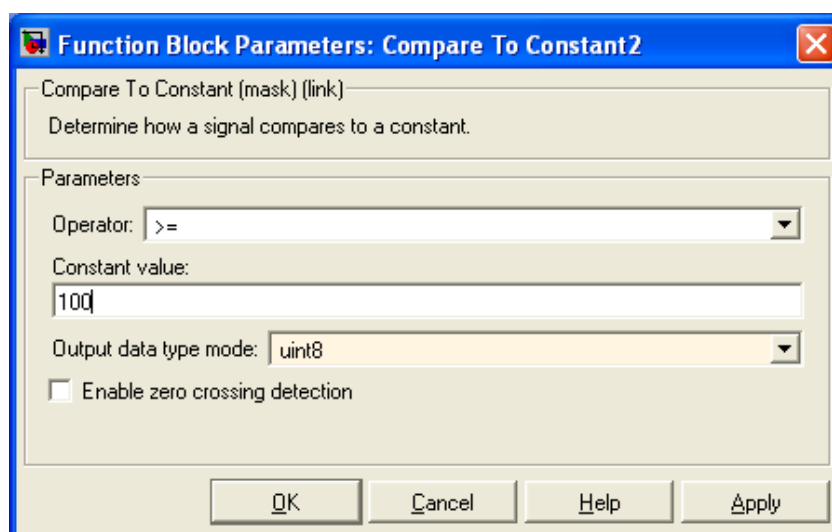


Рисунок 2.11 – Окно ввода тока переключения 100 А

Для динамического торможения при выключении электропривода используется отдельный резистор r_3 . Временные диаграммы пуска в функции тока повторяют приведённые на рисунке 2.4 и 2.6. При исследовании пуска с большим числом пусковых ступеней необходимо блок *Subsystem1* доработать.

2.2 Замкнутые неперевосимые

2.2.1 Тиристорные электроприводы

На рисунке 2.12 показана разработанная схема модели тиристорного электропривода по структуре 3 [7] (двухконтурная с подчинённым регулированием параметров).

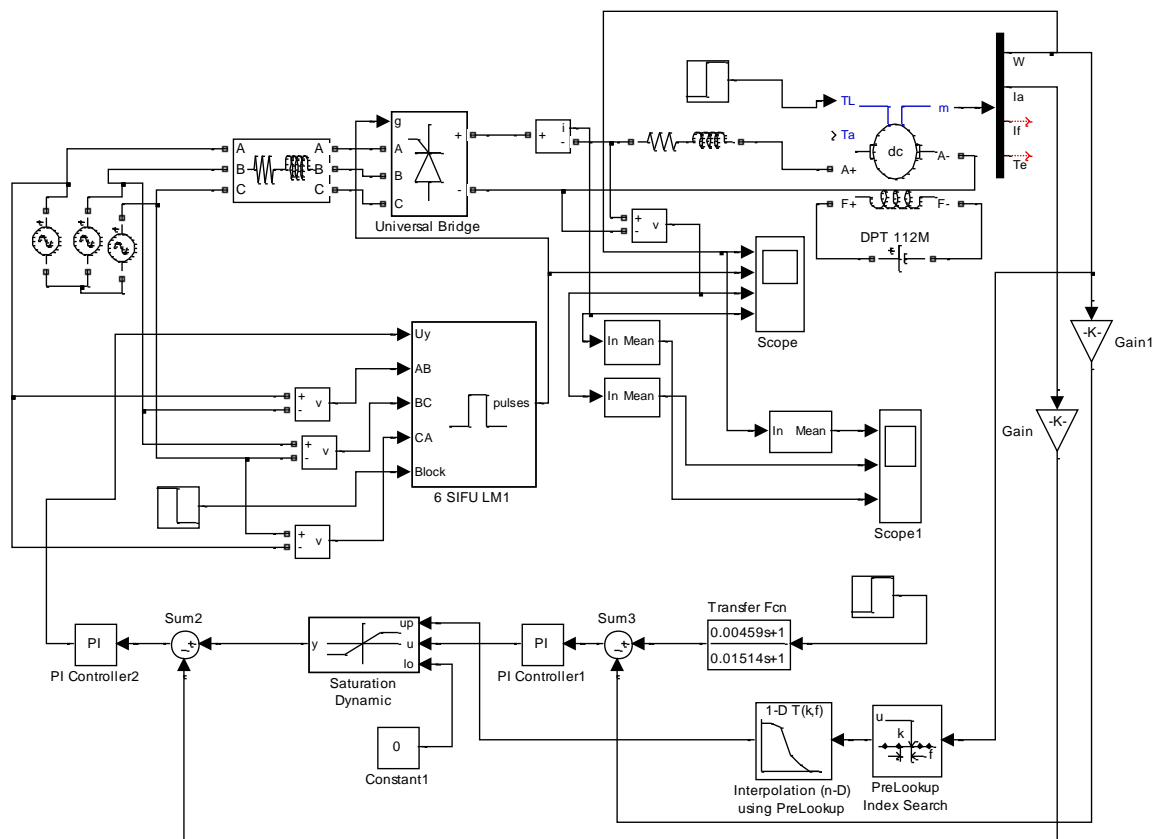


Рисунок 2.12 – Схема модели неперевосимого тиристорного электропривода (Fig2_12)

Внешним контуром является контур обратной связи по скорости. Задающий сигнал скорости через фильтр *Transfer Fcn* поступает на сумматор *Sum3*, сравнивается с сигналом обратной связи по частоте вращения, и разность поступает на вход *ПИ*-регулятора скорости *PI Controller1*. Выходной сигнал регулятора скорости через блок ограничения *Saturation Dynamic* задаёт ток двигателя. Максимальное значение $\pm 10V$, задаваемое в блоке *PI Controller1*, соответствует предельному значению тока двигателя. Дополнительное уменьшение максимального выходного напряжения регулятора скорости осуществляет контур зависимого токоограничения *PreLookup*, *Interpolation (n-D)*.

Для реализации контура необходимо иметь дополнительную информацию по используемому двигателю, что бы построить зависимость предельного (пускового) значения тока от частоты вращения. Полученный график разбивается на линейно–ломанные отрезки и координаты точек перегиба вводятся в окна настроек блоков *PreLookup*, *Interpolation (n-D)*, показанные на рисунке 2.13.

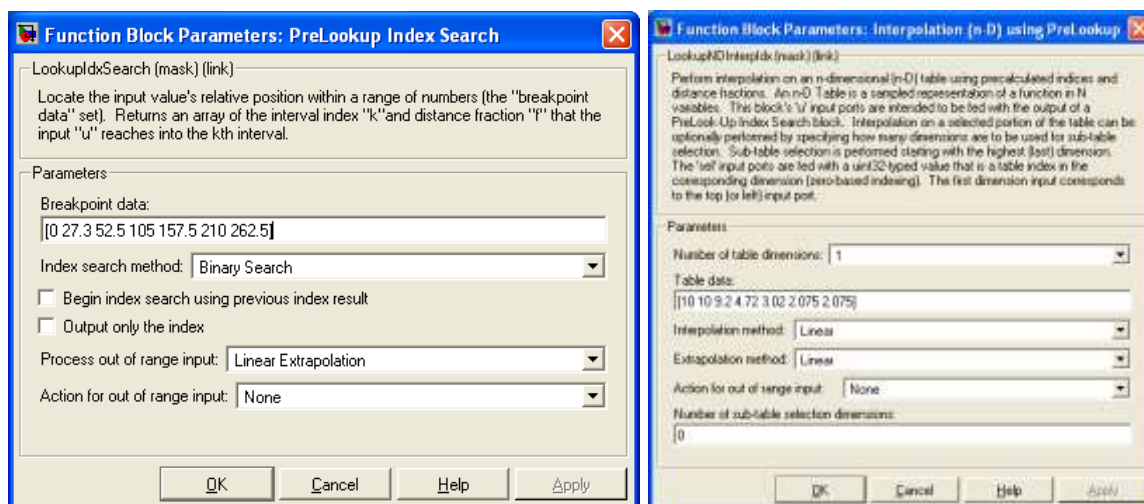


Рисунок 2.13 – Окна настроек блоков *PreLookup*, *Interpolation (n-D)*

В блок *PreLookup* вносятся частоты вращения точек перегиба, а в блок *Interpolation (n-D)* – максимальные выходные напряжения регулятора скорости, которые будут воспроизведены блоком ограничения *Saturation Dynamic*.

Сумматор *Sum2* вырабатывает сигнал разности между задающим и действительным значением тока двигателя, который подаётся на вход регулятора тока *PI Controller2*. Регулятор тока *PI Controller2*, тиристорный преобразователь *Universal Bridge* с управлением (6 *SIFU LM1*) и двигатель *DPT* образуют подчинённый (внутренний) контур.

Напомним, что блоки 6 *SIFU LM*, *DPT*, *PI Controller* были модернизированы и не входят в состав библиотеки *Simulink*. Если двигатель с постоянными магнитами, то необходимо искусственно создать ток возбуждения, равный 1А, и не задавать индуктивность цепи возбуждения двигателя. При этих условиях коэффициент $L_{af}=C=K_E \cdot \Phi=K_M \cdot \Phi$ и при включении двигателя в сеть магнитный поток будет номинального значения.

На рисунках 2.14 и 2.15 представлены результаты моделирования пуска привода на минимальную частоту вращения.

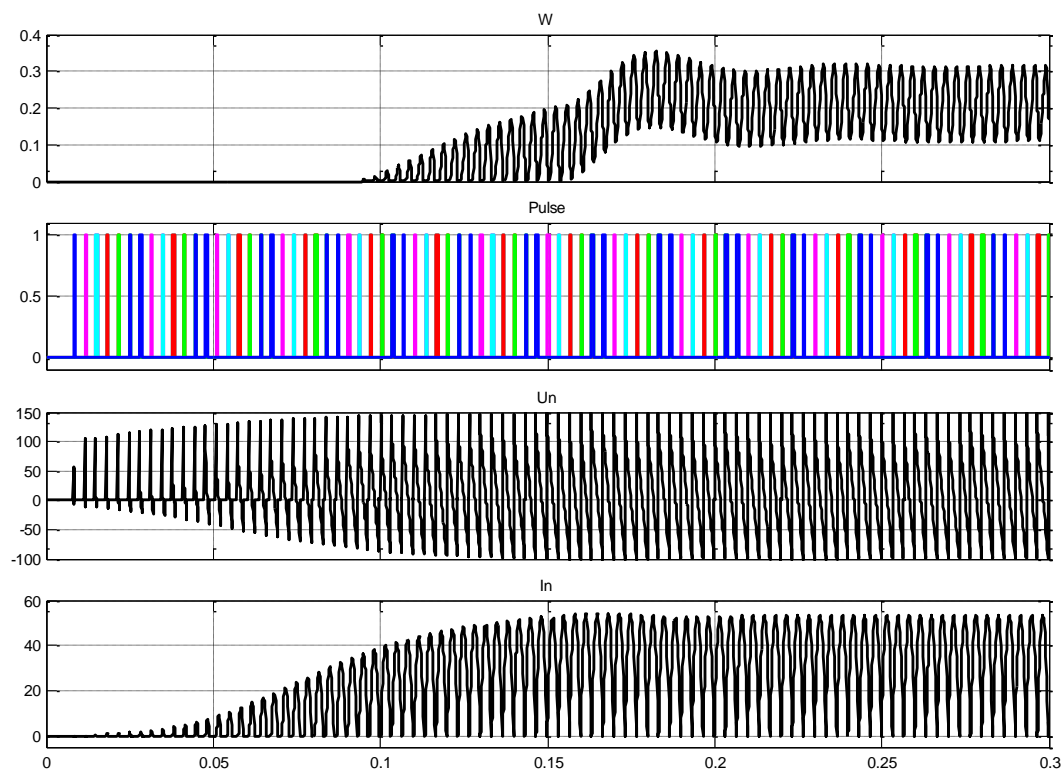


Рисунок 2.14 – Моделирования пуска на минимальную частоту вращения

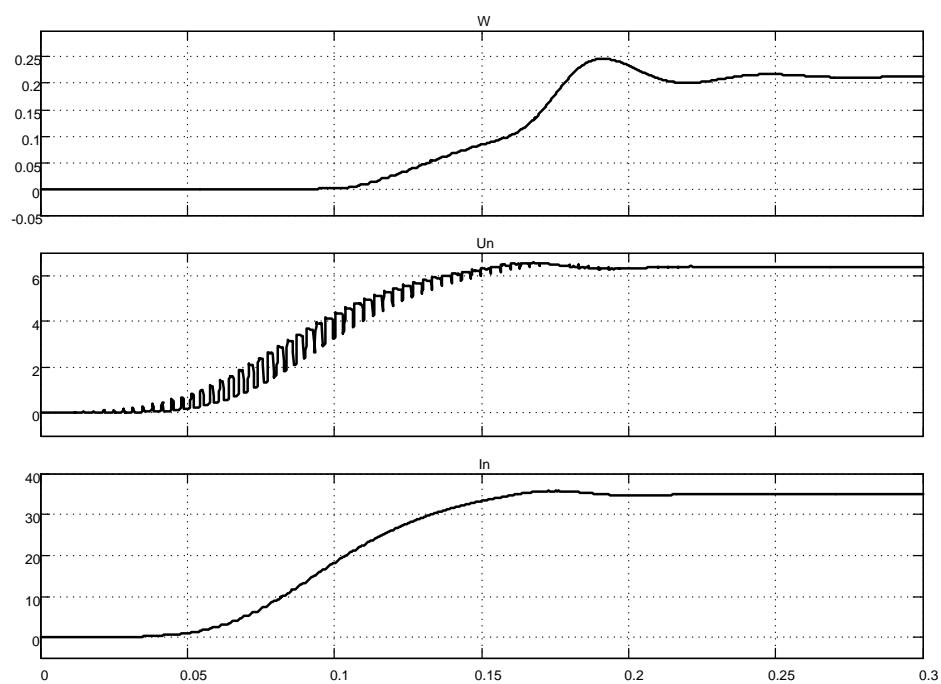


Рисунок 2.15 - Результаты моделирования пуска на минимальную частоту вращения (выделена гладкая составляющая с помощью блока усреднения Mean)

На рисунке 2.14 исследуемые параметры: частота вращения W , ток двигателя In и напряжение на двигателе Un представлены так, как они выглядят в действительности при измерении на реальном приводе. Если необходимо убрать пульсации и вести исследование по «гладкой» (усреднённой) составляющей, то последовательно с исследуемым сигналом включить блок усреднения *Mean* (рисунок 2.15).

Особенностью этого исследования (рисунок 2.16) является снижение пускового тока по мере роста частоты вращения двигателя. Максимальное значение пускового тока около 200А имеет место до частоты вращения 50 1/с. Пуск протекает вяло и длится примерно 0,7с. Наиболее высокие динамические свойства таких двигателей проявляются на частотах вращения, не превышающих 50 1/с.

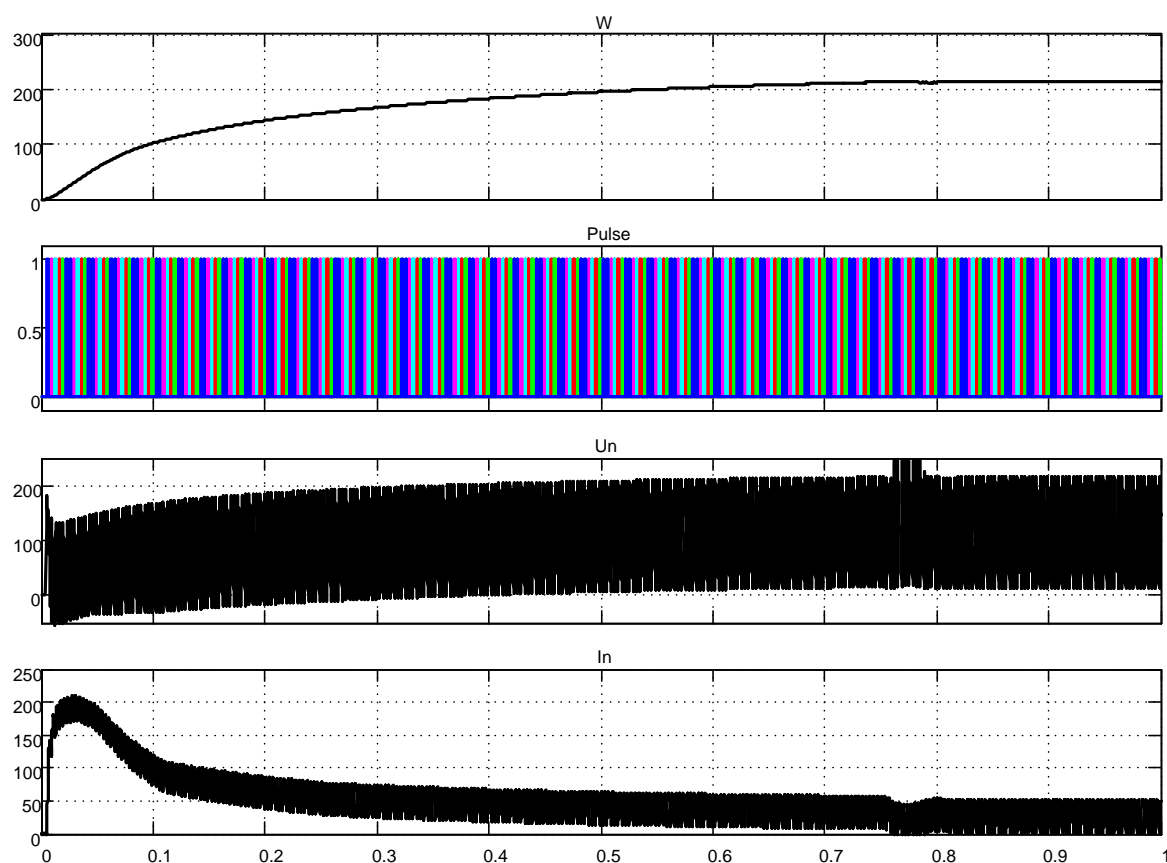


Рисунок 2.16 – Результаты моделирования пуска привода на максимальную скорость

Вопросы расчета параметров электропривода и регуляторов в данной работе не рассматриваются, они достаточно подробно представлены в [7].

2.2.2 Транзисторные электроприводы

На рисунке 2.17 приведена схема модели транзисторного электропривода постоянного тока. Электропривод реверсивный, так как реализация нереверсивного ничем не отличается от реализации реверсивного. В качестве регулируемого и реверсивного источника питания двигателя использован транзисторный широтно-импульсный преобразователь *Universal Bridge*, управляемый блоком *Discrete PWM Generator* (см. пункт 1.6.2).

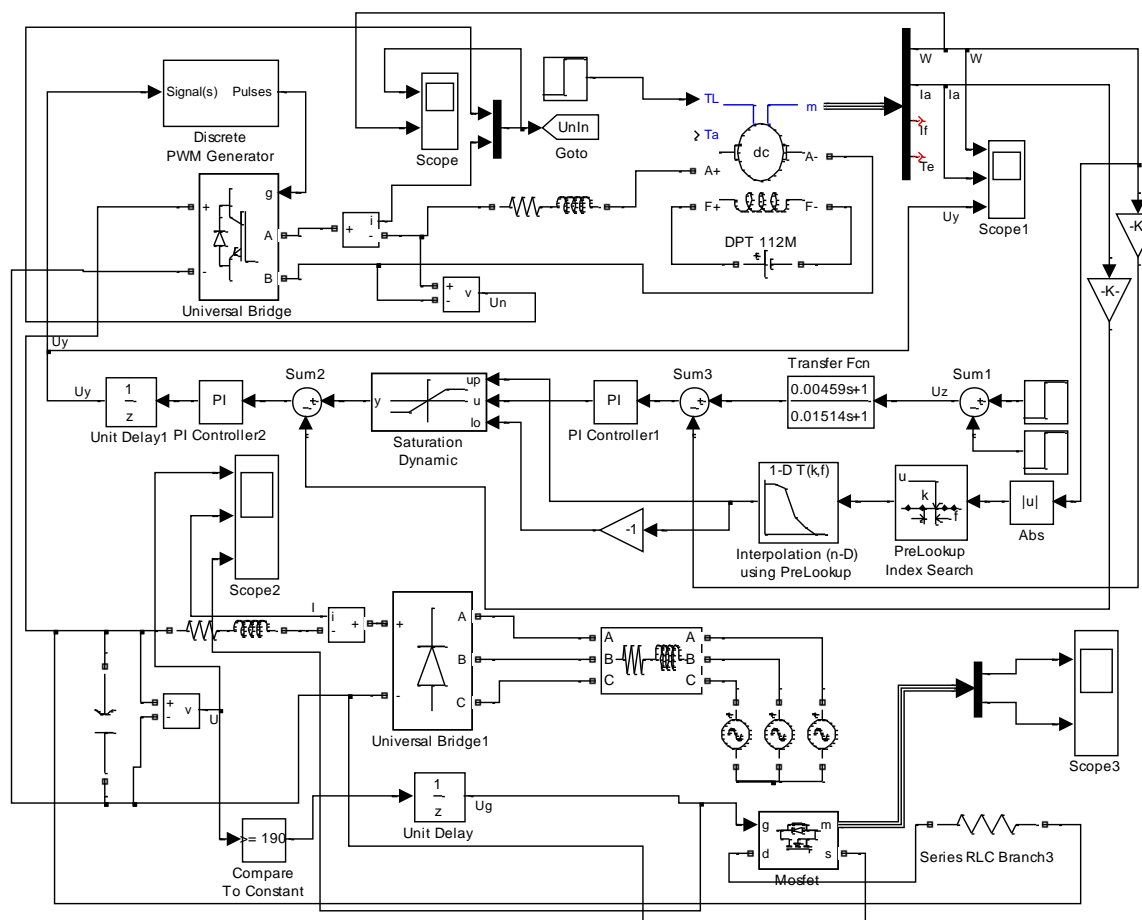


Рисунок 2.17 – Схема модели транзисторного электропривода (Fig2_17)

Напомним, что блок двигателя постоянного тока *DPT* был модернизирован, способен работать с реактивным моментом нагрузки и не входит в состав библиотеки Simulink. Если двигатель с постоянными магнитами, то необходимо искусственно создать ток возбуждения, равный 1А, и не задавать индуктивность цепи возбуждения двигателя. При этих условиях коэффициент $L_{af}=C=K_E \cdot \Phi = K_M \cdot \Phi$ и при включении двига-

теля в сеть магнитный поток без переходного режима будет номинального значения.

На рисунке 2.17 показана разработанная схема модели транзисторного электропривода по структуре 3 [7] (двухконтурная с подчинённым регулированием параметров). Внешним контуром является контур обратной связи по скорости. Задающий сигнал скорости U_z через фильтр *Transfer Fcn* поступает на сумматор *Sum3*, сравнивается с сигналом обратной связи по частоте вращения, и разность поступает на вход ПИ-регулятора скорости *PI Controller1*. Выходной сигнал регулятора скорости через блок ограничения *Saturation Dynamic* задаёт ток двигателя. Максимальное значение $\pm 10V$, задаваемое в блоке *PI Controller1*, соответствует предельному значению тока двигателя. Дополнительное уменьшение максимального выходного напряжения регулятора скорости осуществляет контур зависимого токоограничения *PreLookup, Interpolation (n-D)*.

Для реализации контура необходимо иметь дополнительную информацию по используемому двигателю, что бы построить зависимость предельного (пускового) значения тока от частоты вращения. Полученный график аппроксимируется линейно ломанными отрезками и координаты точек перегиба вводятся в окна настроек блоков *PreLookup, Interpolation (n-D)*, показанные на рисунке 2.18.

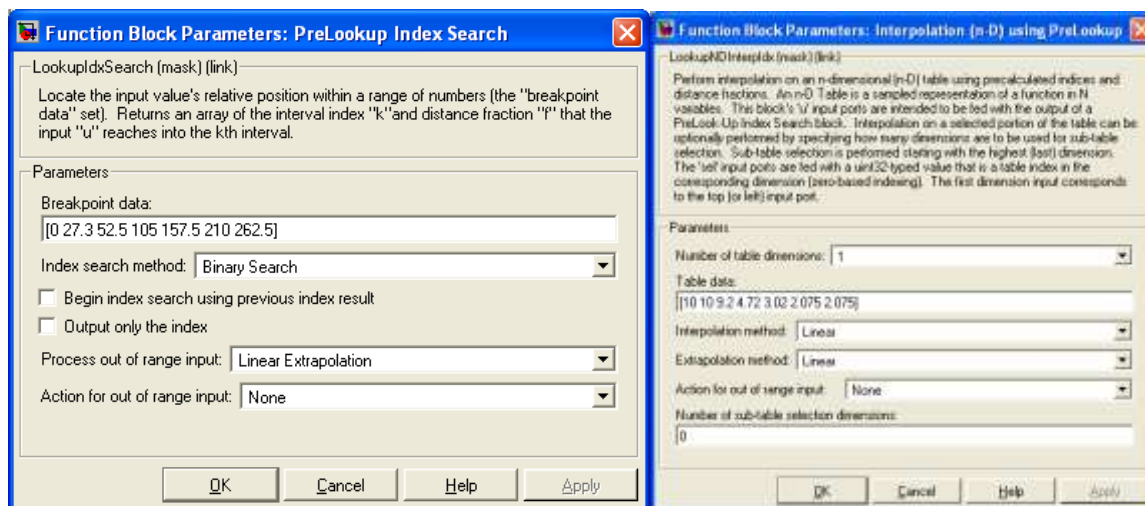


Рисунок 2.18 – Окна настроек блоков *PreLookup, Interpolation (n-D)*

В блок *PreLookup* вносятся частоты вращения точек перегиба, а в блок *Interpolation (n-D)* – максимальные выходные напряжения регулятора скорости, которые будут воспроизведены блоком ограничения *Saturation Dynamic*. Предлагаемый контур зависимого токоограничения работоспособен в реверсивном электроприводе.

Сумматор *Sum2* вырабатывает сигнал разности между задающим и действительным значением тока двигателя, который подаётся на вход регулятора тока *PI Controller2*. Регулятор тока *PI Controller2*, транзисторный преобразователь *Universal Bridge* с управлением (*Discrete PWM Generator*) и двигатель *DPT* образуют подчинённый (внутренний) контур. Блок единичной задержки *Unit Delay1*, введённый в подчинённый контур, обеспечивает устойчивый процесс моделирования в *Simulink*.

На рисунке 2.19 отображены введённые параметры в блоки *Discrete PWM Generator* и *Universal Bridge*. Данные блоки удовлетворительно работают при постоянном шаге моделирования, который задан в 5е-6с. Для сокращения времени моделирования выбран ускоренный режим моделирования *Accelerator*, предусмотренный в *Simulink* для таких случаев.

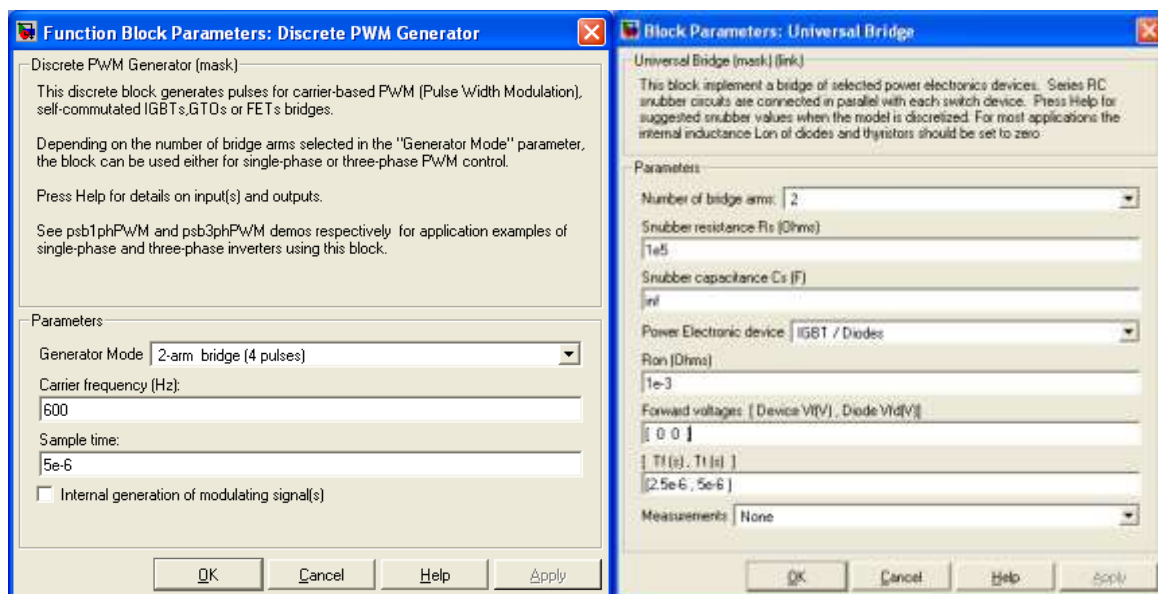


Рисунок 2.19 – Окна ввода параметров блоков *Discrete PWM Generator* и *Universal Bridge*

На рисунке 2.20 показаны окна ввода и числовые значения двигателя постоянного тока с постоянными магнитами. Для данного двигателя фиктивное напряжение питания обмотки возбуждения произвольно выбрано равным 30В и фиктивное активное сопротивление 30Ом. При этих условиях коэффициент взаимной индукции между полем возбуждения и обмотки якоря *Laf* равен постоянной двигателя *C*.

На рисунке 2.21 приведены окна ввода параметров ПИ-регуляторов. Следует отметить, что рассчитанное время интегрирования регулятора вводится в виде интегрального коэффициента усиления $I=1/T$.

На рисунке 2.22 показаны значения введённых коэффициентов обратной связи по скорости и току двигателя.

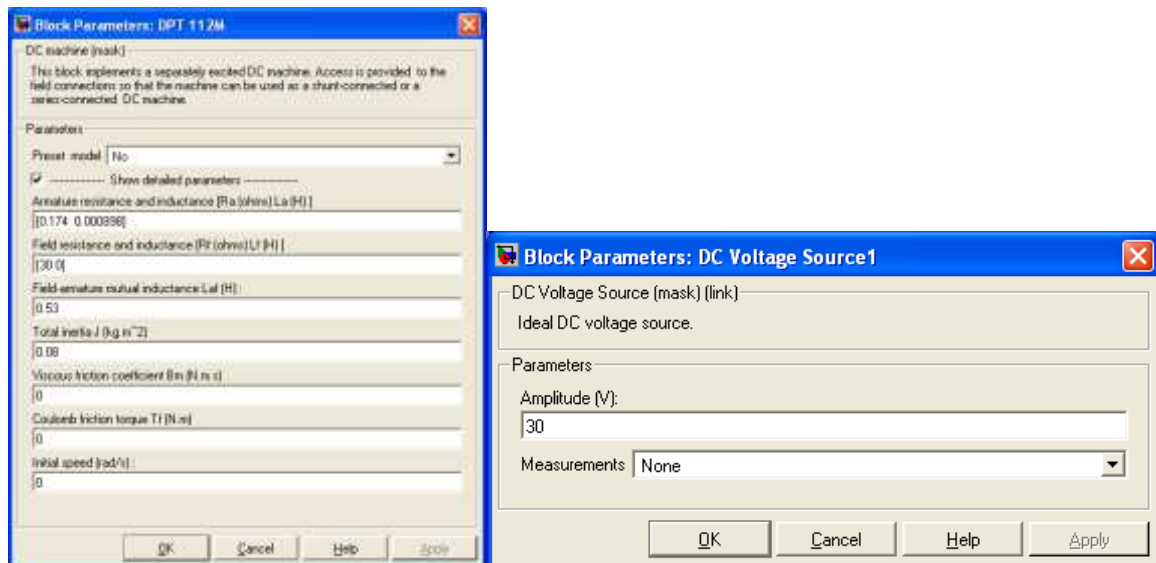


Рисунок 2.20 – Окна ввода параметров двигателя постоянного тока

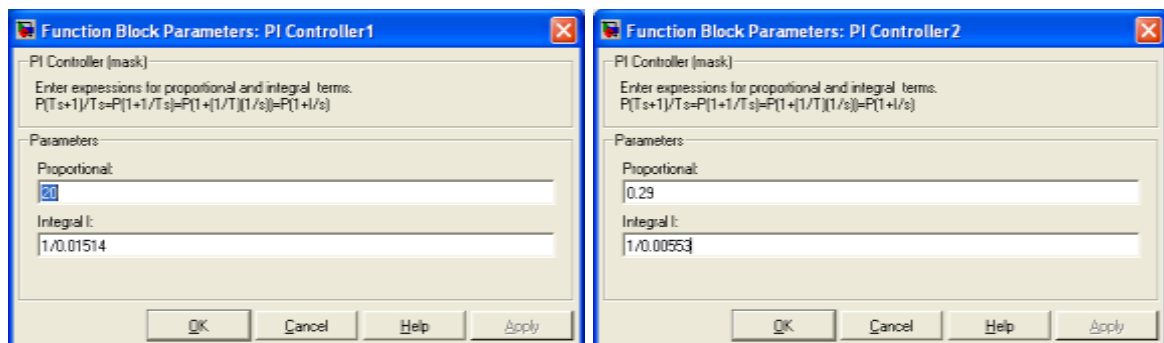


Рисунок 2.21 – Окна ввода параметров ПИ-регуляторов скорости и тока

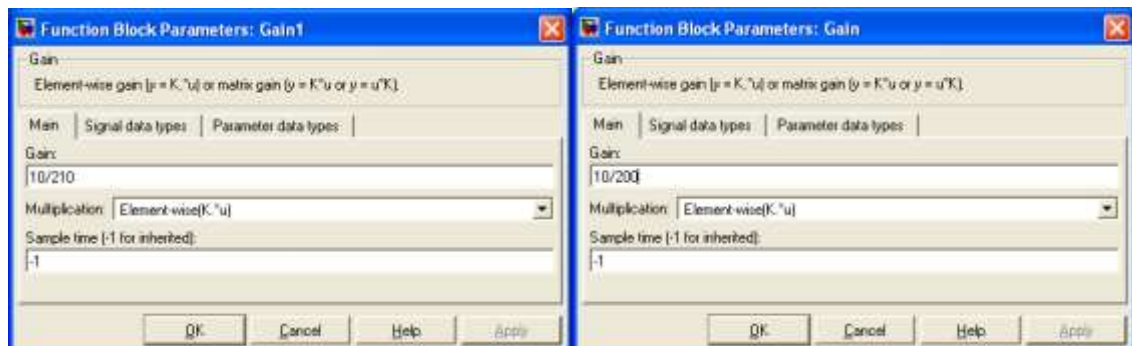


Рисунок 2.22 – Окна ввода коэффициентов обратной связи по скорости и току

Коэффициент обратной связи по скорости $K_c=10/210$ трактуется как: 10В – максимальное задающее напряжение по скорости, 210 1/с – максимальная скорость двигателя. Коэффициент обратной связи по току $K_m=10/200$, где 200А – максимальный ток двигателя, 10В – максимальное выходное напряжение регулятора скорости действующее на входе задания регулятора тока.

На рисунке 2.23 показаны вводимые данные для задания по скорости. На интервале времени 0...0,4с действует задание +0,01В, на интервале 0,4...0,8с действует задание минус 0,01В.

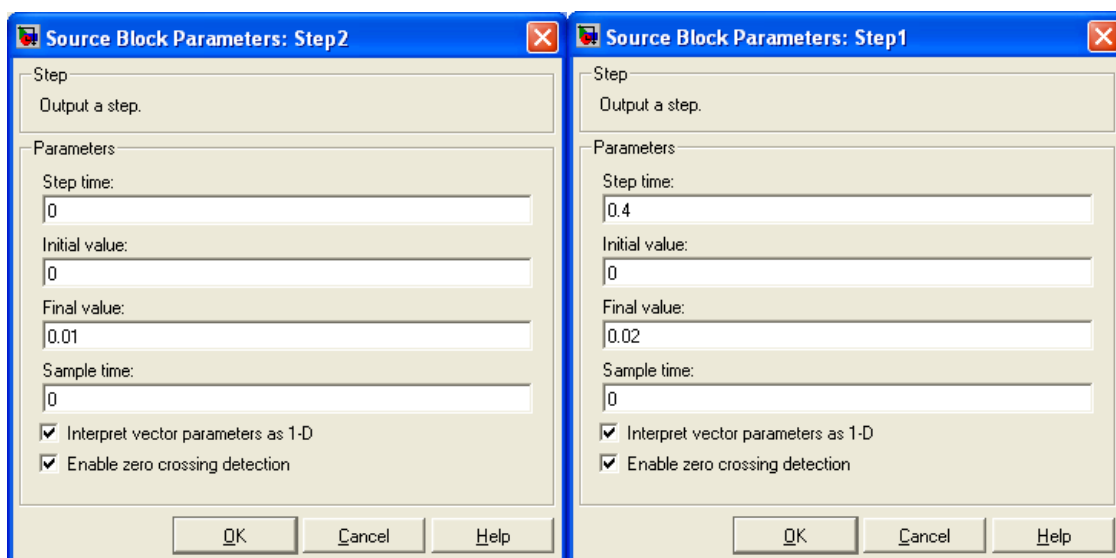


Рисунок 2.23 – Окна ввода задающего напряжения по скорости

На рисунке 2.24 изображены введенные параметры трёхфазного напряжения выпрямителя, используемого для питания широтно-импульсного транзисторного преобразователя. Следует иметь в виду, что напряжение вводится в амплитудном значении.

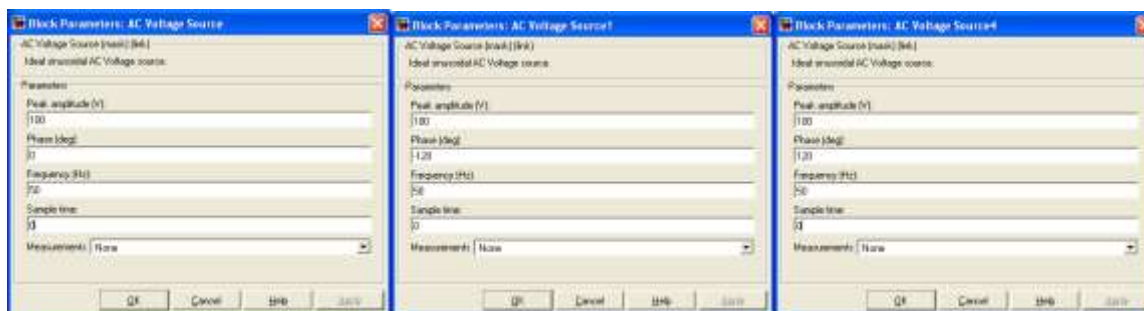


Рисунок 2.24 – Окна ввода параметров трёхфазного напряжения

На рисунке 2.25 показаны результаты моделирования отработки минимального задания $\pm 0,01\text{В}$ при постоянной реактивной нагрузке номинального значения $18,5\text{Нм}$.

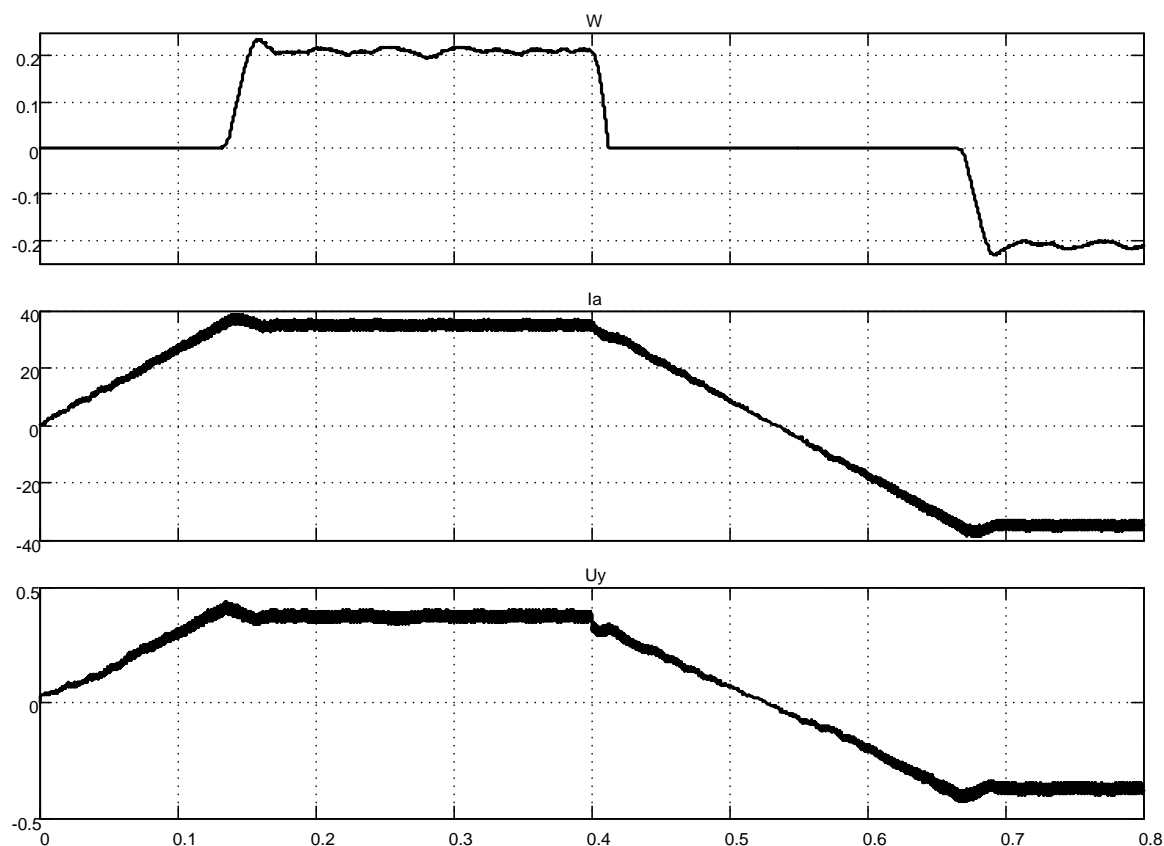


Рисунок 2.25 – Результаты моделирования по схеме, приведённой на рисунке 2.17, при задающем напряжении $\pm 0,01\text{В}$ и реактивной нагрузке $18,5\text{Нм}$

Привод обрабатывает частоту вращения $\pm 0,21\text{ 1/с}$. Направление тока двигателя определяется знаком скорости, что справедливо при реактивном характере нагрузки. Задержки при пуске и реверсе обусловлены инерционностью *ПИ*-регуляторов и реактивным характером нагрузки. При активном моменте нагрузки характер переходного процесса при аналогичном управлении будет принципиально другим. Предлагаем читателю убедиться в этом самостоятельно, переключив задание нагрузки с входа *TL* на вход *Ta*.

На рисунке 2.26 изображены результаты моделирования процессов пуска и реверсирования транзисторного привода на максимальную частоту вращения 210 1/с .

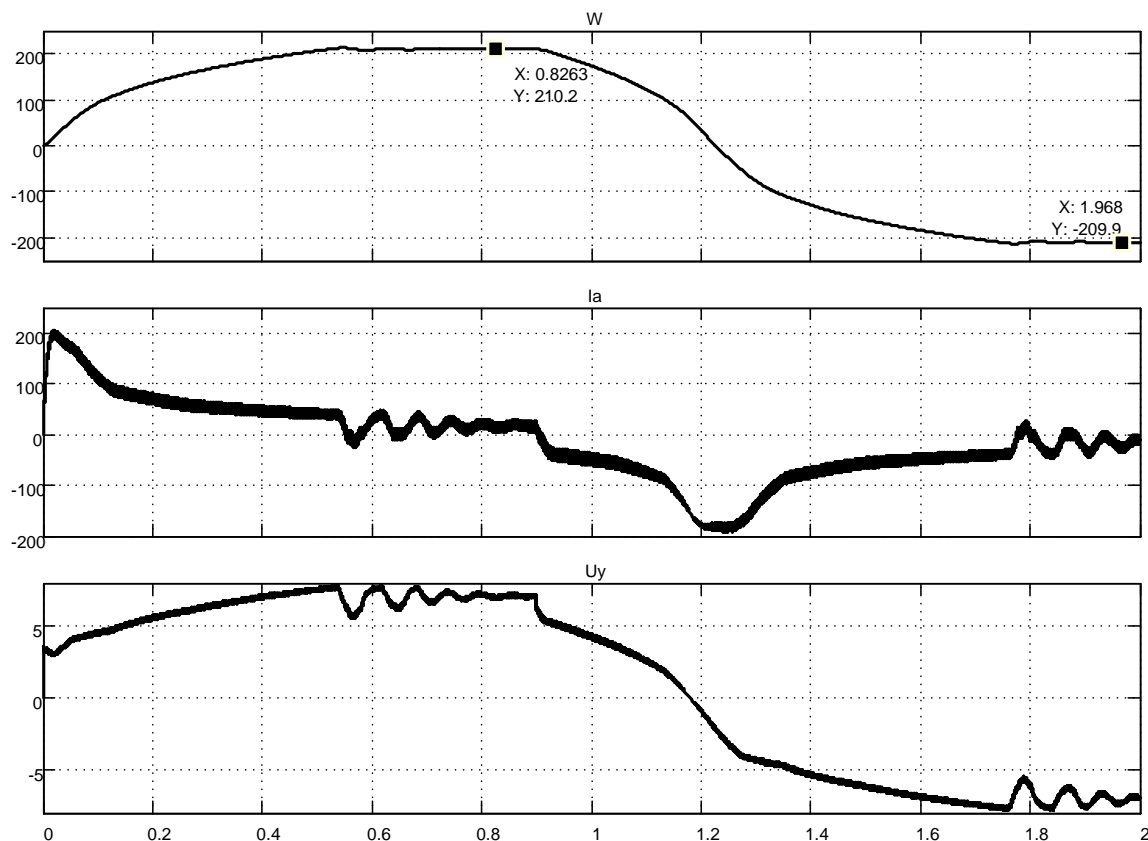


Рисунок 2.26 – Результаты моделирования по схеме, приведённой на рисунке 2.17, при задающем напряжении $\pm 10V$ и реактивной нагрузке $9Hm$

Характерной особенностью данных процессов (пуска и реверса) является зависимость пускового тока от величины частоты вращения, обусловленная действием контура зависимого токоограничения. В связи с этим процесс пуска протекает вяло, но обеспечивается нормальная работа двигателя с допустимым искрением. Наиболее эффективно двигатель используется на частотах вращения не превышающих 50 1/с . На рисунке 2.27 показана работа источника питания с учётом схемы ограничения напряжения источника. Из приведённых диаграмм следует:

- напряжение источника питания значительно не превышает установленного предела в $190V$;
- мгновенное значение тока источника питания меньше тока двигателя, что обусловлено включением ёмкости на выход выпрямителя.

На третьей диаграмме рисунка 2.27 показан сигнал управления U_g транзистором, блокирующим выход выпрямителя при повышении напряжения на нём. Из диаграммы следует, что частота управления достаточно высокая. Для снижения частоты работы блокирующего транзистора следует использовать в канале управления релейный элемент с

возможно большим гистерезисом, что выполнено в файле *Fig2_17_1*, схема которого в данной работе не показана. При необходимости следует обратиться к электронному содержанию руководства и запустить указанный файл в *Matlab (Simulink)*.

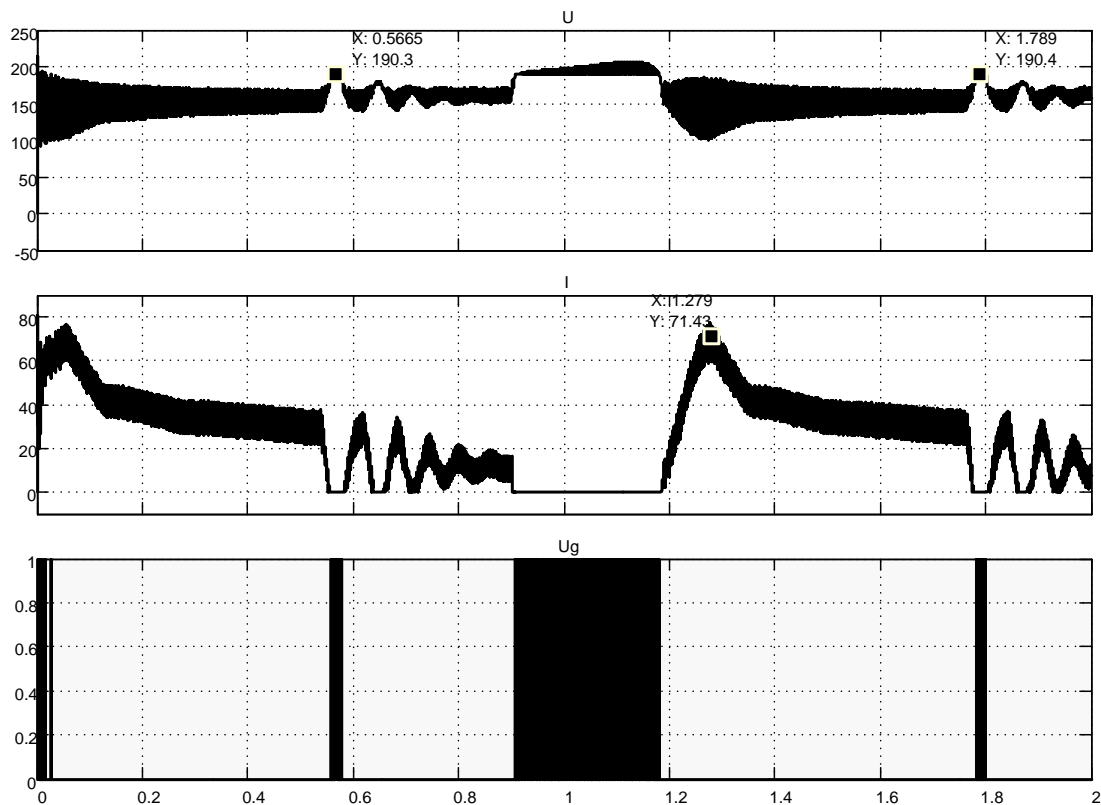


Рисунок 2.27 – Результаты моделирования работы источника питания и схемы управления резистором, ограничивающим повышение напряжения источника

На рисунке 2.28 приводятся диаграммы, повторяющие рисунок 2.26, но с добавлением картины напряжения на двигателе. Из диаграммы видно, что мгновенные значения напряжения на двигателе не превышают 210В и что частота коммутации широтно-импульсного преобразователя составляет 1200Гц.

На рисунке 2.29 изображены диаграммы пуска и реверса двигателя на частоту вращения 52,5 1/с.

Указанная частота вращения для данного двигателя выбирается в качестве рабочей. Из диаграммы следует, что предельное значение пускового тока незначительно отличается от максимального значения 200А. Это обстоятельство определяет хорошие динамические свойства привода. Например, реверсирование с номинальной реактивной нагрузкой составляет время около 0,1с.

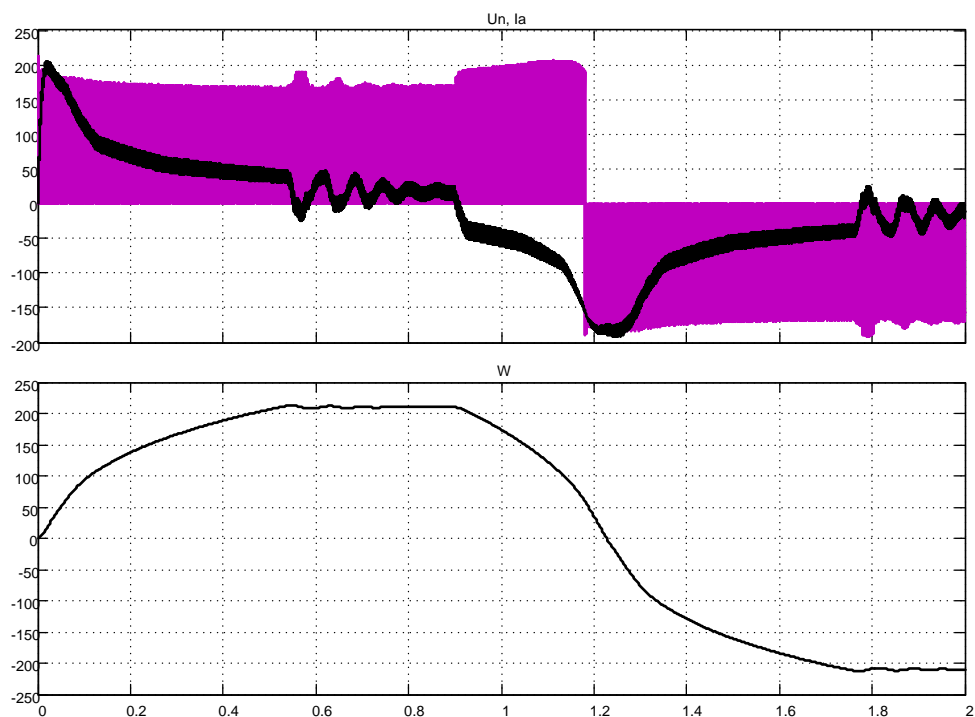


Рисунок 2.28 - Результаты моделирования по схеме, приведённой на рисунке 2.17, при задающем напряжении $\pm 10V$ и реактивной нагрузке $9H\Omega$

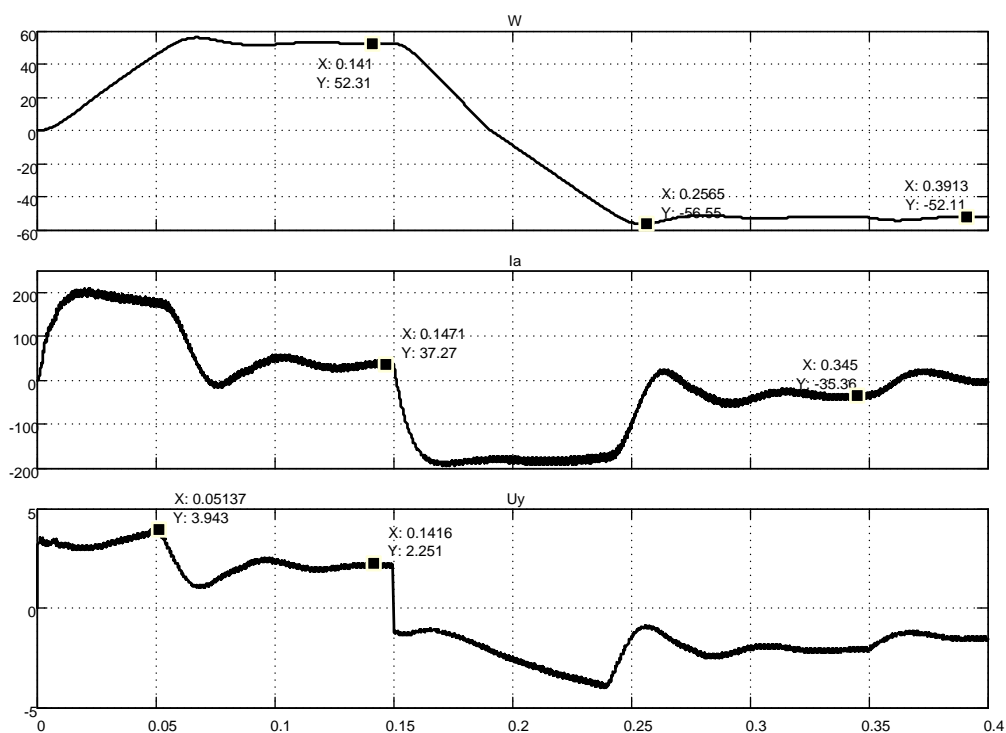


Рисунок 2.29 – Результаты моделирования по схеме, приведённой на рисунке 2.17, при задающем напряжении $\pm 2.5V$ и реактивной нагрузке $18,5H\Omega$

На рисунке 2.30 добавлена осциллограмма мгновенных значений импульсного напряжения на двигателе. Мгновенные значения не превышают 200В. Частота вращения и ток двигателя (момент) имеют значительно меньшую пульсацию при заданных значениях приведённого к валу двигателя момента инерции и суммарной индуктивности цепи обмотки якоря.

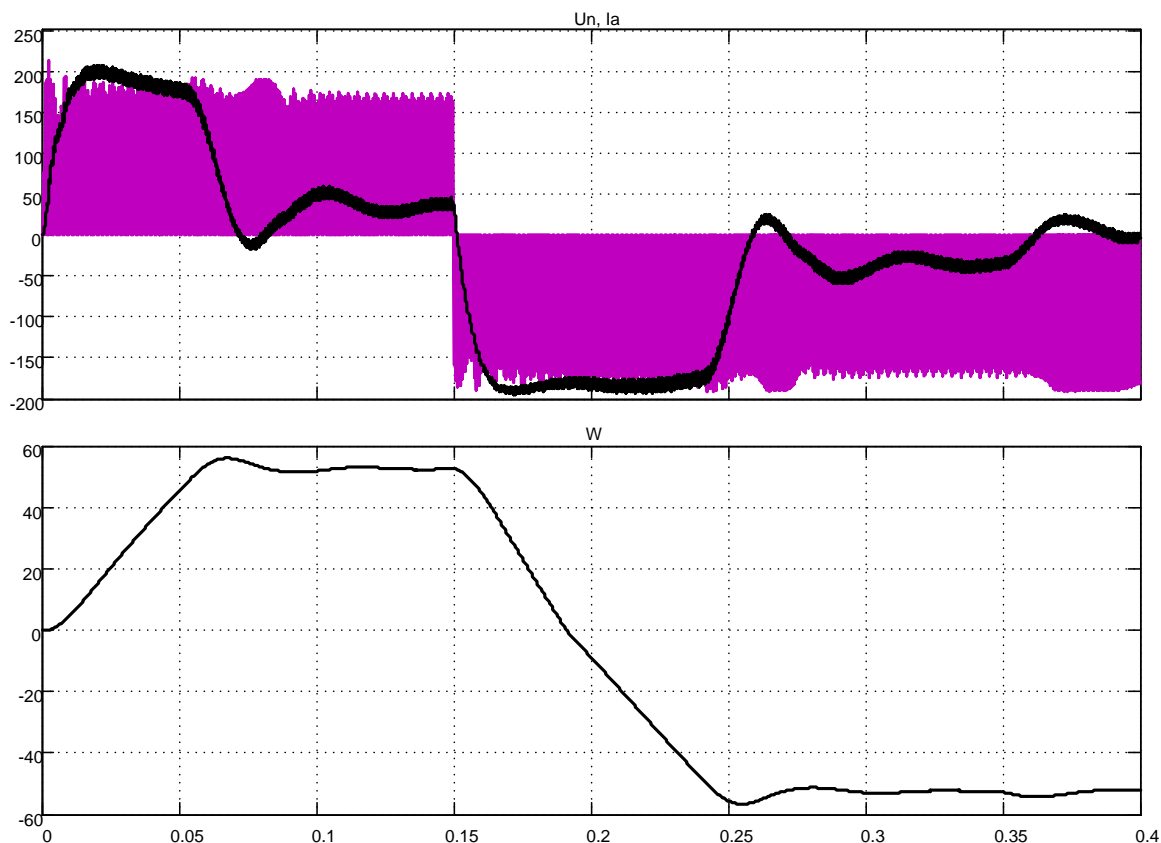


Рисунок 2.30 - Результаты моделирования по схеме, приведённой на рисунке 2.17, при задающем напряжении $\pm 2,5V$ и реактивной нагрузке $18,5Hm$

На рисунке 2.31 изображены временные диаграммы мгновенных значений напряжения питания широтно-импульсного преобразователя, тока выпрямителя и сигнала управления блокировочным транзистором («тормозным» резистором). Анализ диаграмм показывает, что мгновенные напряжения источника питания ШИП не превышают 200В, ток источника не достигает 200А и блокировочный транзистор интенсивно включен в момент сброса нагрузки (см. момент времени 0,35...0,4с). В это время часть энергии, запасённой в электроприводе, гасится на резисторе *Series RLC Branch3* (переводится в тепло). Это положение, естественно, характеризует негативные черты работы такого привода.

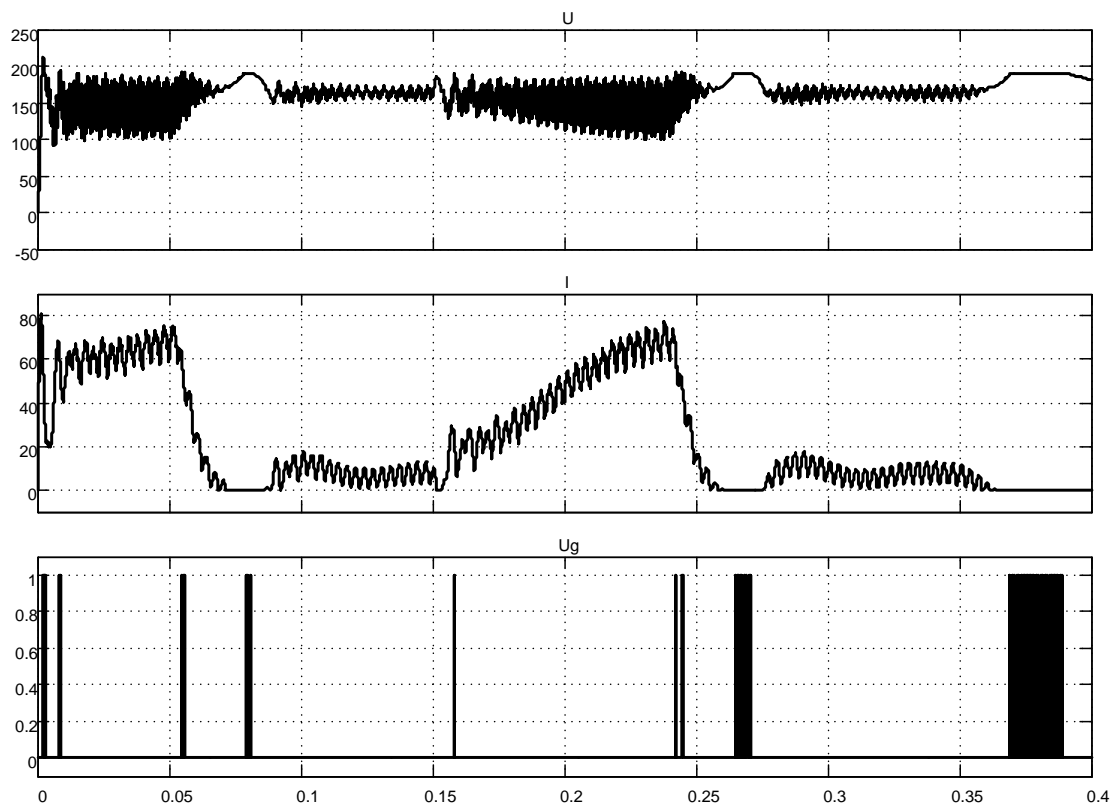


Рисунок 2.31 – Результаты моделирования источника питания по схеме, приведённой на рисунке 2.17, при задающем напряжении $\pm 2,5V$ и реактивной нагрузке $18,5Hm$

В связи с этим (с потерями) исследуем поведение привода при работе на активную нагрузку. Используем задание, приведённое на рисунках 2.29...2.31, и для моделирования используем модель, представленную файлом *Fig2_17_1*. Результаты моделирования представлены на рисунках 2.32 и 2.33.

Для пояснения результатов используем классический приём: привод работает на лебёдку, поднимая и опуская груз. Положительный знак активного момента нагрузки соответствует подъёму груза при положительной частоте вращения двигателя.

После пуска на подъём через время, примерно $0,07с$, наступает установившийся режим подъёма груза, в течении которого *ШИП* потребляет ток от источника питания (рисунок 2.33).

В интервале времени $0,15...0,25с$ привод реверсируется. Отметим, что интенсивность торможения и разгона на отрицательную частоту вращения остаётся примерно одинаковой, подтверждая факт работы привода на активный момент сопротивления. При работе на реактивный момент сопротивления интенсивности торможения и пуска разные, что подтверждают результаты, показанные на рисунке 2.30.

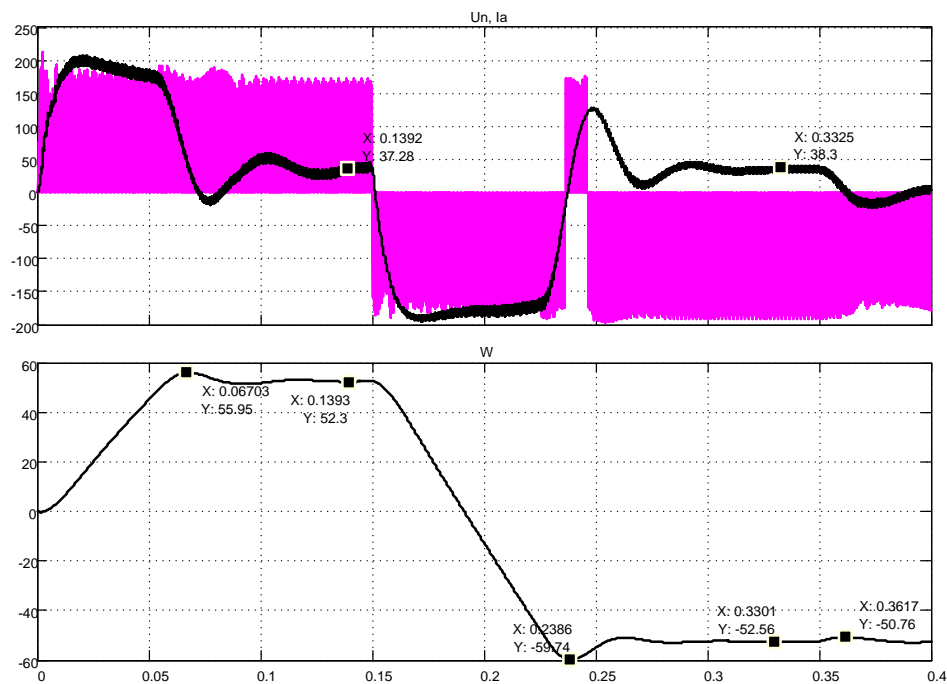


Рисунок 2.32 – Результаты моделирования модели, приведённой в файле Fig2_17_1, при задающем напряжении $\pm 2,5V$ и активной нагрузке $+18,5Hм$

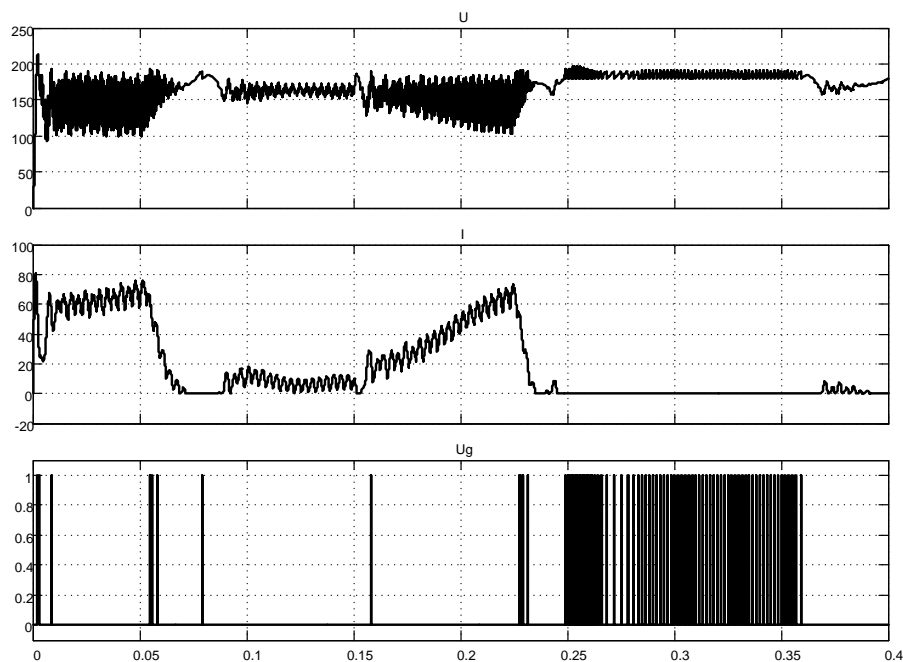


Рисунок 2.33 – Результаты моделирования источника питания, приведённого в файле Fig2_17_1, при задающем напряжении привода $\pm 2,5V$ и активной нагрузке $+18,5Hм$

При выходе привода на установившийся режим спуска груза двигатель переходит на работу в генераторном режиме. Ток и момент двигателя не изменили знак (сравнить результаты на рисунках 2.30 и 2.32). Двигатель, работая генератором, начинает возвращать энергию в источник. В силу вентильных свойств источника, источник не способен принимать энергию (пропускать ток другого знака и отдавать его в сеть). Приходится эту энергию гасить на резисторе, превращая в тепло. На рисунке 2.33 видно, что резистор постоянно периодически подключается к выходу источника, исключая повышение напряжения. В момент времени 0,35с активная нагрузка сбрасывается до нулевого значения и, как следствие, отключается резистор.

Что произойдёт при подаче активного отрицательного момента сопротивления? Представляем возможность читателю самостоятельно исследовать этот вопрос.

2.3 Замкнутые реверсивные

2.3.1 Тиристорные электроприводы с совместным управлением по нулевой схеме включения

Преобразователи были рассмотрены в подразделе 1.4. Берём готовую схему (рисунок 1.123) и соответствующий файл *Fig1_123* и разработаем регулируемый реверсивный электропривод, схема модели которого представлена на рисунке 2.34.

Реверсивный тиристорный преобразователь выполнен на базе мостовой трёхфазной схемы *Universal Bridge*, запитан от вторичной обмотки силового трансформатора, управление от линейных *СИФУ*, диапазон управления $\pm 10\text{В}$.

Привод состоит из реверсивного тиристорного преобразователя, включенного по нулевой схеме, электродвигателя и схемы управления. Привод выполнен по одноконтурной схеме и имеет обратную связь по частоте вращения. Формирование пусковых токов производится ограничением скорости нарастания выходного напряжения регулятора частоты вращения. Такой способ управления целесообразен с точки зрения исключения аварийных режимов при совместном согласованном управлении.

Для управления частотой вращения применён *ПИИ*-регулятор скорости (*Speed PI Controller*). Управление группами ведётся с помощью блоков *Saturation Dynamic*, ограничение основного сигнала, проходящего через блок, производится напряжением по входам *Up* и *Io*.

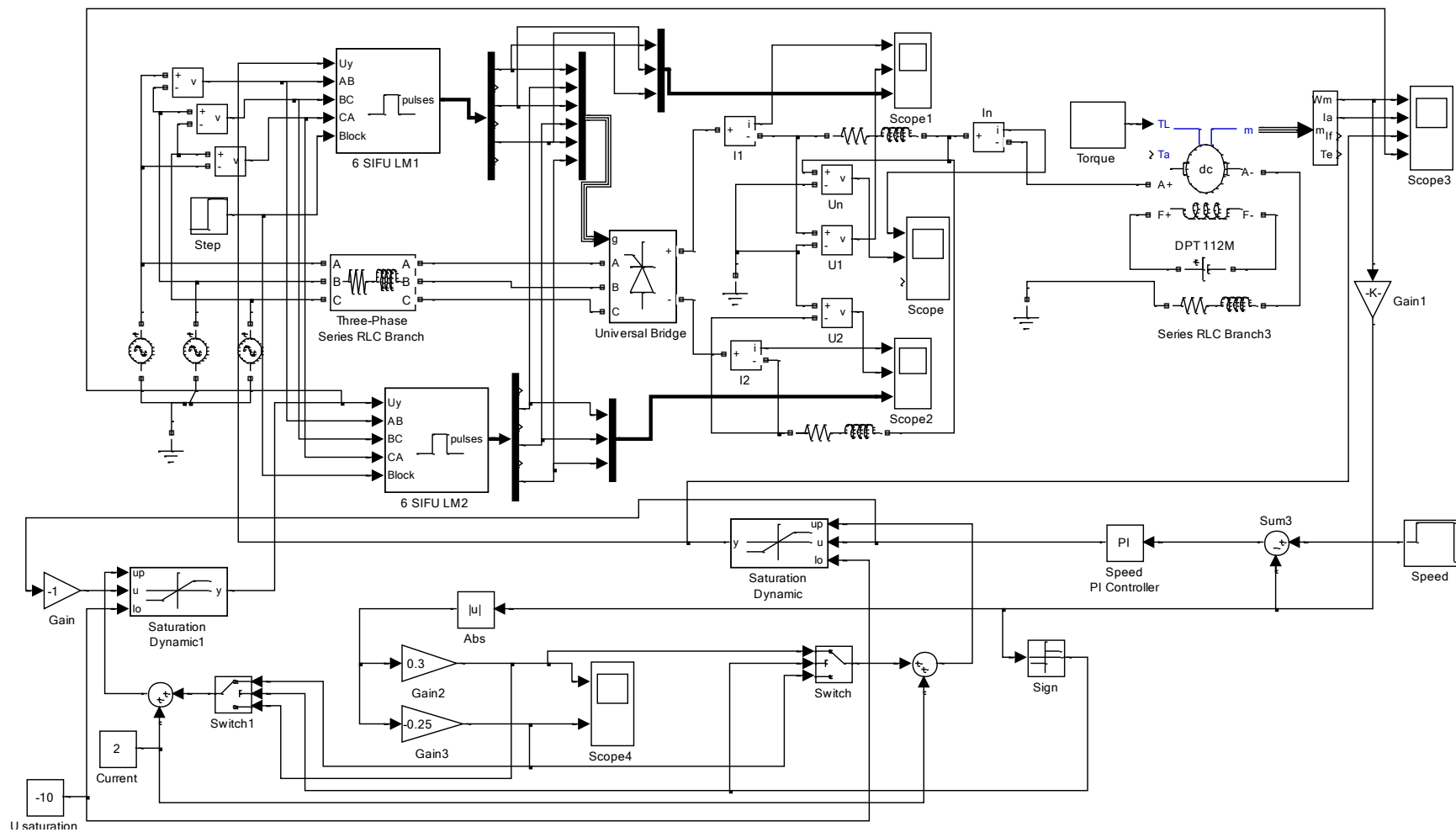


Рисунок 2.34 – Виртуальный тиристорный электропривод с согласованным управлением (Fig2_34)

Ограничению подвергается верхняя часть управляющей диаграммы (положительное напряжение). Это связано с характером управления вентильными группами: при положительном напряжении управления группы работают поочерёдно в выпрямительном режиме. По этому на входы *I_o* блоков *Saturation Dynamic* подано неизменное напряжение минус 10В, разрешая проходить отрицательным напряжениям управления без ограничения.

Управление ограничением организовано от двух каналов: первый на основе усилителя *Gain2* формирует токовую пусковую диаграмму при пуске, второй – на основе усилителя *Gain3* формирует токовую тормозную диаграмму при торможении до нулевой частоты вращения при останове или реверсе. Так как пуск и торможение выполняются на любое направление, то предусмотрен выпрямитель *Abs*, позволяющий реализовать каналы ограничения для любого направления движения. Для того, чтобы каналы были подключены нужным образом в зависимости от знака частоты вращения использован блок определения знака частоты вращения *Sign* и два переключателя *Switch*. При положительном напряжении сигнала обратной связи блок *Sign* выдаёт по выходу «1», при отрицательном – «-1». Переключатели программируются на «1»: при положительном знаке частоты вращения первый канал ограничения подключен к входу *Up* блока *Saturation Dynamic*, а второй - к входу *Up* блока *Saturation Dynamic1*. При нулевой или отрицательной частоте вращения подключение каналов обратное.

Задаёт программу управления частотой вращения привода таймер *Speed*, а таймер *Torque* – программу управления нагрузкой.

Блок *Current* задаёт начальное значение пускового и тормозного токов. Ток задаётся в напряжении управления преобразователем (*B*) и имеет положительный знак. Минимальное значение 1В, а максимальное 5...6В.

Порядок настройки состоит в следующем:

- на блоке *Current* выставляется минимальное значение, например, 1В, коэффициент усиления первого канала *Gain2* – нулевое значение, второго канала *Gain3* – например, минус 2...2,5;
- управление скоростью осуществляется в «большом», например, 5...10В, в блоке *Speed* даётся указание на пуск и реверс в любом направлении;
- выполняются сеансы моделирования и настраивается коэффициент усиления первого канала таким образом, чтобы пусковой ток в начале диаграммы не превышал начального значения, заданного блоком *Current*;

– коэффициент усиления второго блока настраивается в момент торможения, например, при останове или реверсе. Целесообразно настраивать при реверсе, подгоняя значение тормозного тока под уже выставленное пусковое значение.

Выполним моделирование разработанной схемы, представленной на рисунке 2.34. Задания на частоту вращения и нагрузку представлены на рисунке 2.35.

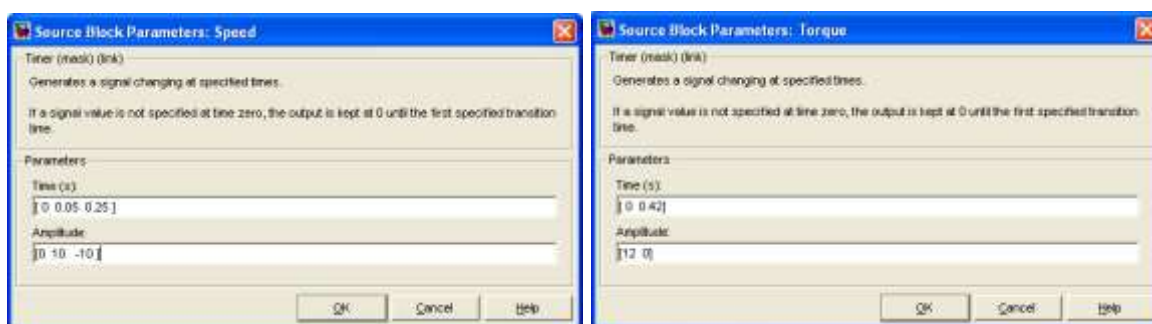


Рисунок 2.35 – Задания на частоту вращения и нагрузку

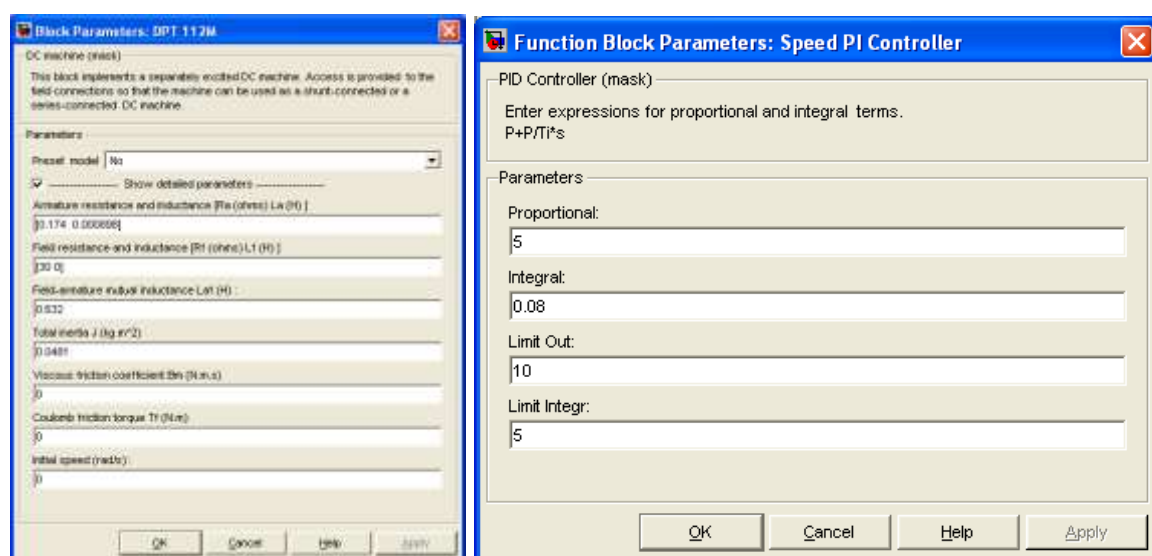


Рисунок 2.36 – Параметры двигателя и регулятора частоты вращения

На рисунке 2.36 представлены параметры двигателя и регулятора частоты вращения. Двигатель с постоянными магнитами, поэтому сопротивление искусственно выбрано 30 Ом, чтобы получить ток возбуждения 1 А. В этом случае коэффициент $Laf = C$. Индуктивность обмотки возбуждения отсутствует, что соответствует двигателю с постоянными магнитами. Параметры регулятора частоты вращения представлены коэффициентом усиления *Proportional* и временем изодрома *Integral*. *Limit*

Out – ограничение выходного напряжения регулятора, *Limit Integr* – ограничение интегратора регулятора.

Программа переключений каналов ограничения *Gain2* и *Gain3* показана на рисунке 2.37.

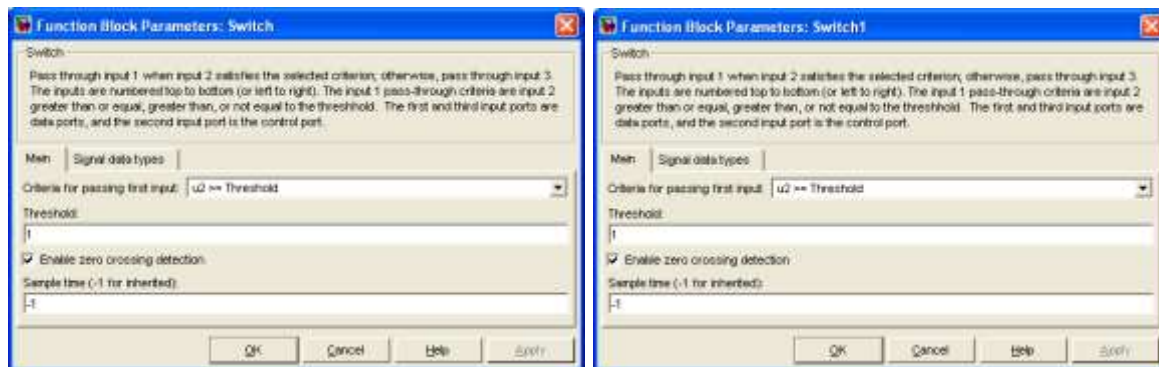


Рисунок 2.37 – Настройка переключателей Switch и Switch1

Все остальные настройки схемы управления приводом показаны на рисунке 2.34.

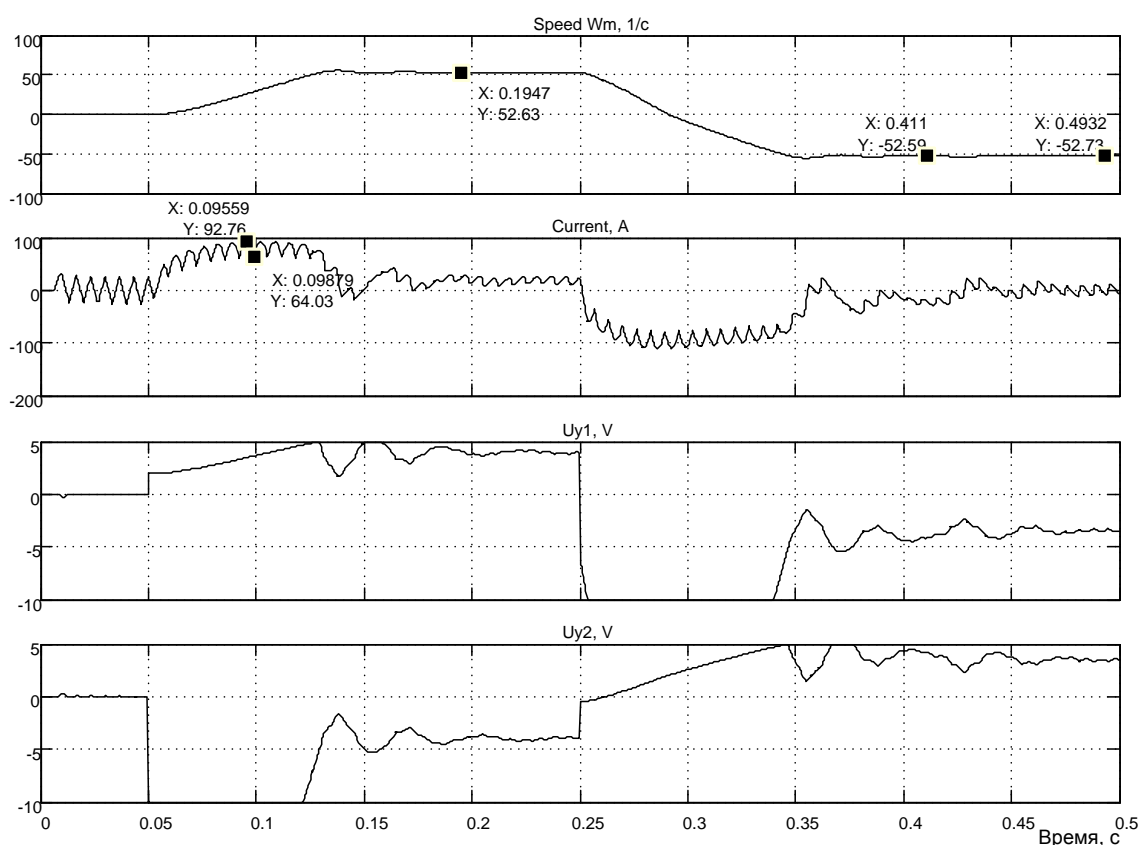


Рисунок 2.38 – Моделирование управления на $\pm 10V$ при реактивной нагрузке $12H_m$

На осциллографе *Scope3* регистрируются четыре сигнала: частота вращения, ток двигателя, напряжение управления первой вентильной группой (*Saturation Dynamic*) и напряжение управления второй вентильной группой (*Saturation Dynamic1*).

На рисунке 2.38 представлены результаты моделирования управления на $\pm 10\text{В}$ при реактивной нагрузке 12Нм . Привод отработал заданную частоту вращения $52,5\text{ 1/с}$, пусковые и тормозные токи составили значение $70\ldots 75\text{А}$, при сбросе нагрузки в момент времени $0,42\text{с}$ частота вращения достаточно быстро восстановилась до заданного значения.

На рисунке 2.39 показаны результаты моделирования управления на $\pm 10\text{В}$ при активной нагрузке 12Нм . Для того чтобы привод работал в режиме генераторного торможения, была сформирована программа, показанная на рисунке 2.40.

До момента времени $0,05\text{с}$ действовали нулевое задание по частоте вращения и активный момент минус 12Нм .

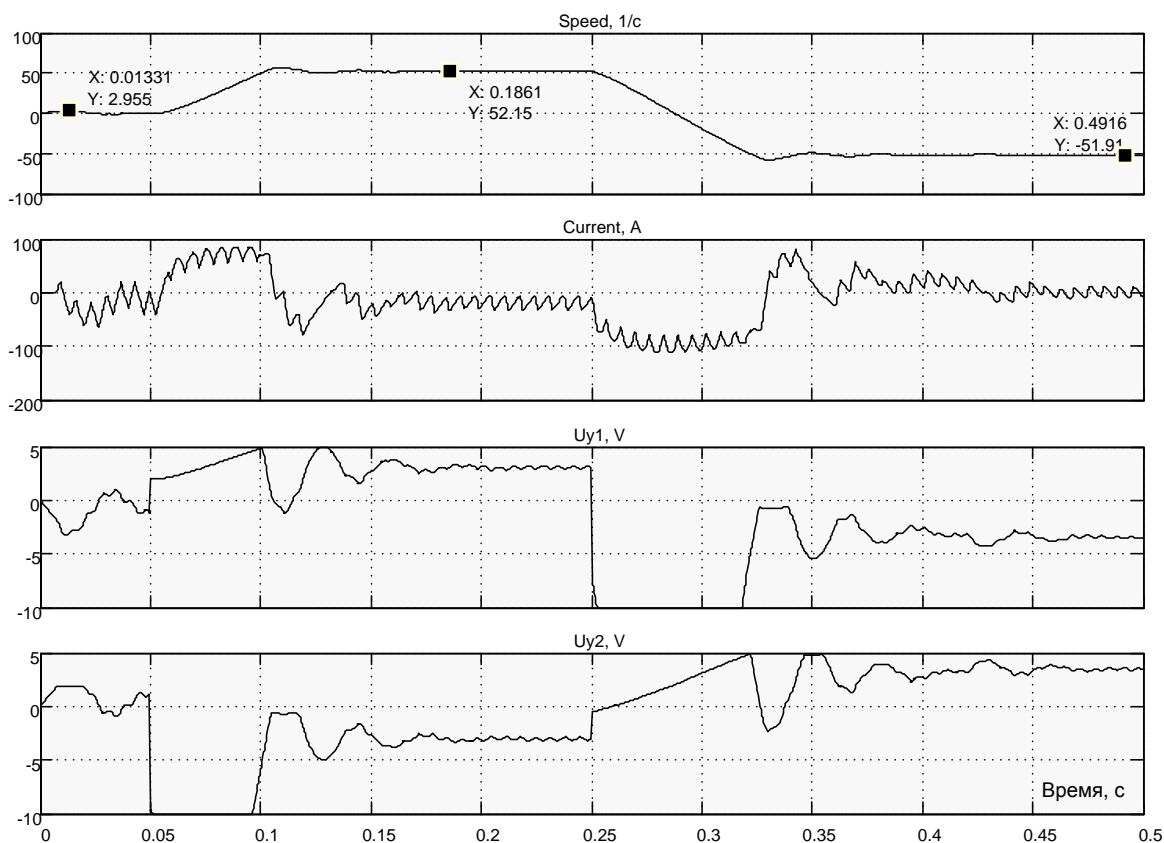


Рисунок 2.39 – Результаты моделирования управления на $\pm 10\text{В}$ при активной нагрузке 12Нм

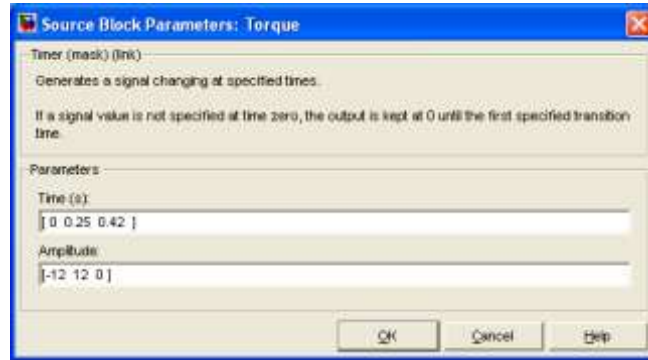


Рисунок 2.40 – Программа формирования активного момента нагрузки

Привод отработал это задание: частота вращения увеличилась до плюс 2,955 1/с и вернулась на нулевое значение, а момент двигателя увеличился до минус 12Нм, чтобы удерживать двигатель на нулевой частоте вращения. Пуск и реверс произведён с таким знаком активного момента нагрузки, что двигатель работает в режиме генераторного торможения. Привод отработал задание чётко. Недостаток привода состоит в значительных пульсациях тока, вызванных применением нулевой трёхфазной схемы выпрямления. Наиболее существенно пульсации сказываются при управлении в «малом». На рисунке 2.41 продемонстрированы результаты моделирования управления на $\pm 0,05\text{В}$ при реактивной нагрузке 12Нм.

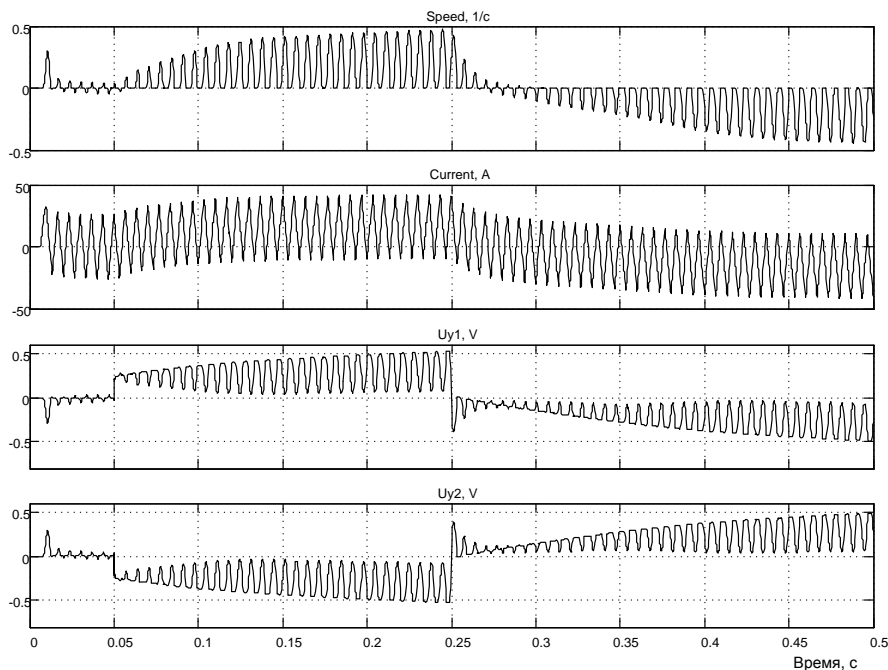


Рисунок 2.41 – Результаты моделирования управления на $\pm 0,05\text{В}$ при реактивной нагрузке 12Нм

Электропривод отработал поданное задание достаточно чётко, но пульсации частоты вращения весьма ощутимы.

В заключение отметим, что электроприводы с совместным управлением в недалёком прошлом находили применение и обеспечивали диапазон регулирования около 500.

2.3.2 Тиристорные электроприводы с раздельным управлением

Схема модели представлена на рисунке 2.42 и включает в себя следующие элементы:

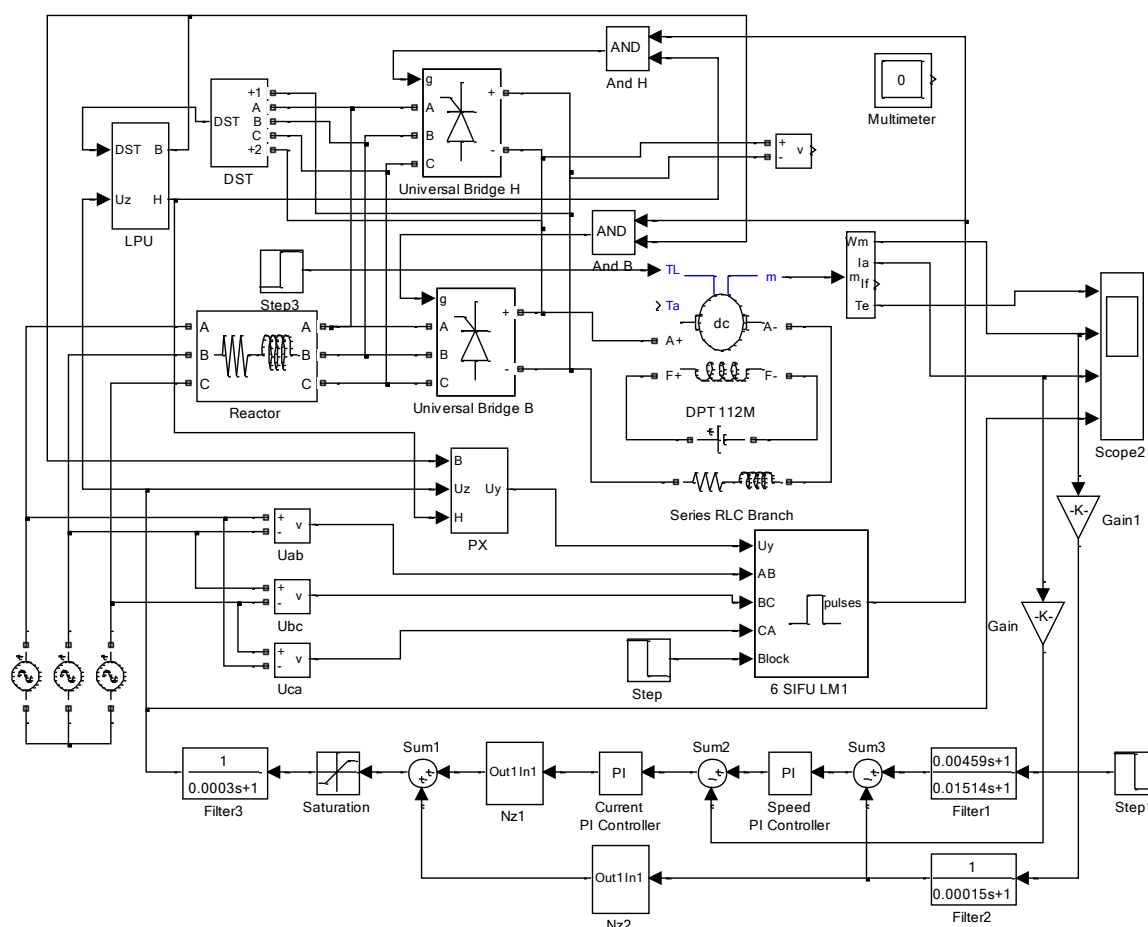


Рисунок 2.42 – Схема модели электропривода с раздельным управлением в Simulink (Fig2_42)

- двигатель постоянного тока *DPT 112M*, блок *Step 3* задаёт реактивную нагрузку на двигатель по входу T_L ;
- реверсивный преобразователь с раздельным управлением *Universal Bridge B* и *H*;

- система импульсно-фазового управления (*СИФУ*) линейного типа, модернизированная *6 SIFU LM 1*. U_{ab} , U_{bc} и U_{ca} - синхронизирующие напряжения, определяющие правильный порядок выдачи сигналов управления тиристорами;
- *And B* и *And H* схемы *И* для управления отдельными комплектами от одной *СИФУ*;
- датчик состояния вентиля (тиристора) *DST* контролирует состояние всех тиристорных комплектов и если все тиристоры закрыты (не проводят ток), то на выходе блока *DST* появляется логический сигнал единичного уровня;
- блок логического управления тиристорными комплектами *LPU*. Имеет два логических выхода *B* и *H* и два входа – логический *DST* и аналоговый U_z , управляющий работой выпрямительных комплектов;
- блок переключения характеристик *PX*, используется при управлении выпрямительными комплектами одной схемой *СИФУ*;
- фильтр в канале обратной связи по скорости двигателя *Filter2*;
- задатчик скорости (частоты вращения) *Step1*;
- задатчик реактивного момента сопротивления *Step3*;
- фильтр *Filter1*, оптимизирующий реакцию *ПЭП* на ступенчатое воздействие;
- *ПИ*-регулятор скорости *Speed PI Controller*. Блочная схема разработанной модели изодромного пропорционально-интегрального регулятора показана на рисунке 2.43.

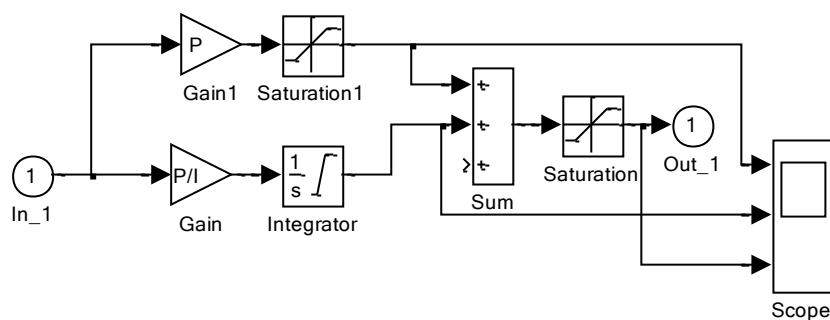


Рисунок 2.43 – Модель пропорционально-интегрального регулятора в Simulink

Пропорциональная часть (коэффициент усиления регулятора) представлена усилителем с коэффициентом усиления P (*Proportional*). Постоянная времени регулятора (время изодрома) вводится как I (*Integral*). Интегральная часть регулятора представлена интегратором *Integrator* с единичным усилением и последовательно включенным уси-

лителем *Gain* с коэффициентом усиления *P/I*. Предусмотрено ограничение интегральной составляющей выходного напряжения интегратора (*Limit Integr*) и пропорциональной составляющей (*Limit Out*).

Рисунок 2.44 – Окно ввода параметров регулятора скорости

На рисунке 2.44 представлено окно ввода параметров регулятора скорости. Установка ограничения интегратора производится в строке *Limit Integr*. Напряжение ограничения установлено менее $\pm 10\text{В}$ из условия обеспечения нормального управления в «большом» по приближённой формуле $U_{огр.инт} = 10/k_{pc} = 3,16\text{ В}$. Общее ограничение выходного напряжения регулятора скорости (*Limit Out*) установлено $\pm 10\text{В}$ (рисунок 2.44), что соответствует заданию пускового тока около 200А ;

– ПИ-регулятор тока *Current PI Controller*, окно ввода параметров которого показано на рисунке 2.45;

Рисунок 2.45 – Окно ввода параметров регулятора тока

- фильтр на входе СИФУ *Filter3*;
- адаптивное устройство (нелинейные звенья $Nz1$ и $Nz2$). Выполнено в соответствии с рекомендациями, приведёнными в [7].

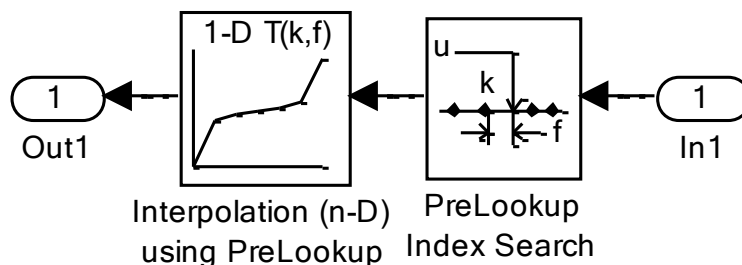


Рисунок 2.46 – Структура нелинейного звена $Nz1$

При раздельном управлении группами реверсивного *ТП* в области малых нагрузок преобразователь работает в режиме прерывистого тока и имеет нелинейные характеристики. При проектировании реверсивных *ТП* с раздельным управлением для широкорегулируемых быстродействующих *РЭП* целесообразно принять и осуществить линеаризацию характеристик преобразователя в режиме прерывистого тока, применив адаптивное устройство (*АУ*) на входе *СУ ТП*. *АУ* состоит из нелинейного звена $Nz1$ (рисунок 2.46) и звена $Nz2$ (рисунок 2.48).

На рисунке 2.47 показаны окна ввода параметров нелинейного звена.

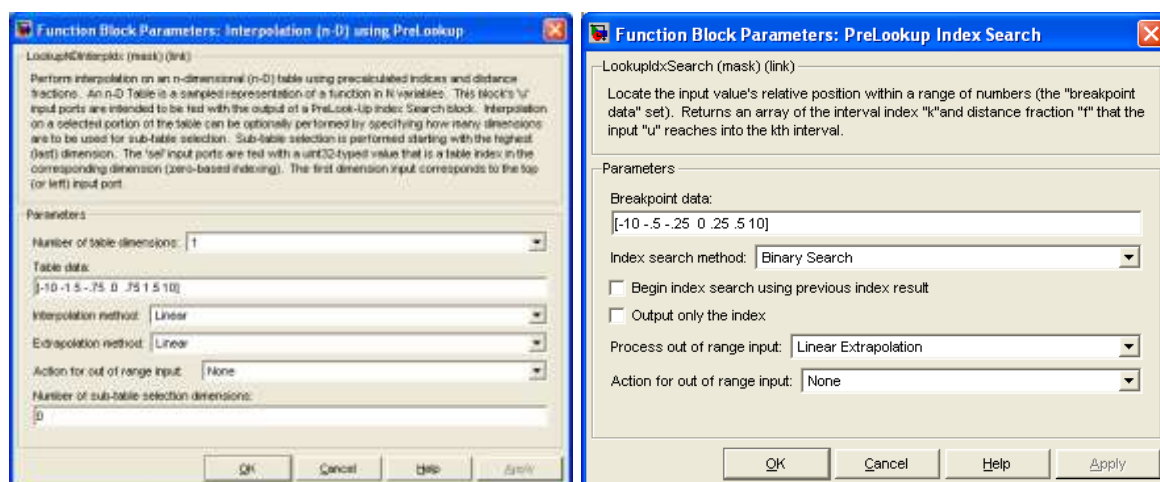


Рисунок 2.47 – Окна ввода параметров нелинейного звена $Nz1$

Схема модели нелинейного звена $Nz2$ приведена на рисунке 2.48.

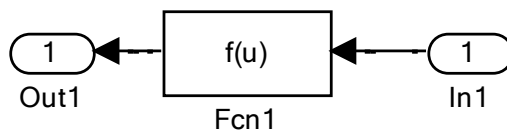


Рисунок 2.48 – Структура нелинейного звена $Nz2$

На рисунке 2.49 показано окно ввода параметров нелинейного звена $Nz2$.

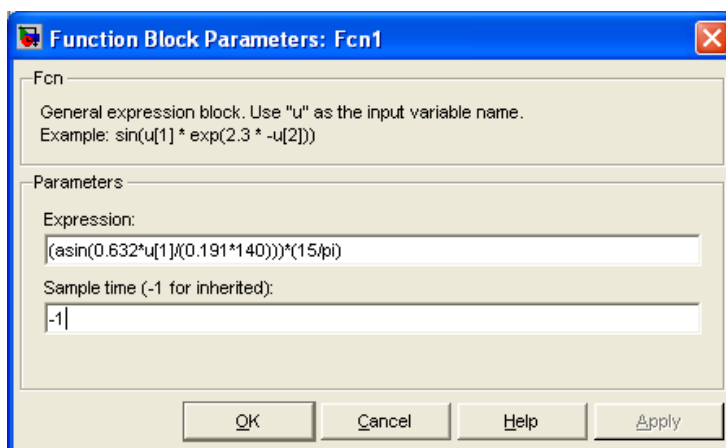


Рисунок 2.49 - Окно ввода параметров нелинейного звена $Nz2$

Вводим в разработанную модель электропривода расчетные данные и произведем моделирование работы электропривода при ступенчатом управляющем воздействии при полной нагрузке при различных задающих напряжениях в одномассовом варианте.

На рисунке 2.50 представлена реакция электропривода на управляющее воздействие $\pm 10V$.

Полученные результаты свидетельствуют, что электропривод отработал управление правильно. Максимальный пусковой ток не превышает 210А, установившееся значение частоты вращения 52,44 рад/с незначительно отличается от заданного значения 52,5 рад/с. Электропривод работает с реактивным моментом сопротивления (с изменением направления вращения знак момента и тока двигателя также изменился на противоположный). В связи с пульсирующим характером тока и момента двигателя измерение средних значений средствами *Simulink* затруднено. Поэтому измеренные параметры диаграмм (рисунок 2.50) несколько расходятся с теоретическими. При сбросе нагрузки до 5Нм в момент времени 0,2с частота вращения возросла до значения минус 53,99 1/с и

восстановилась до значения минус 52,63 1/с. ПИ-регулятор выполнил своё назначение.

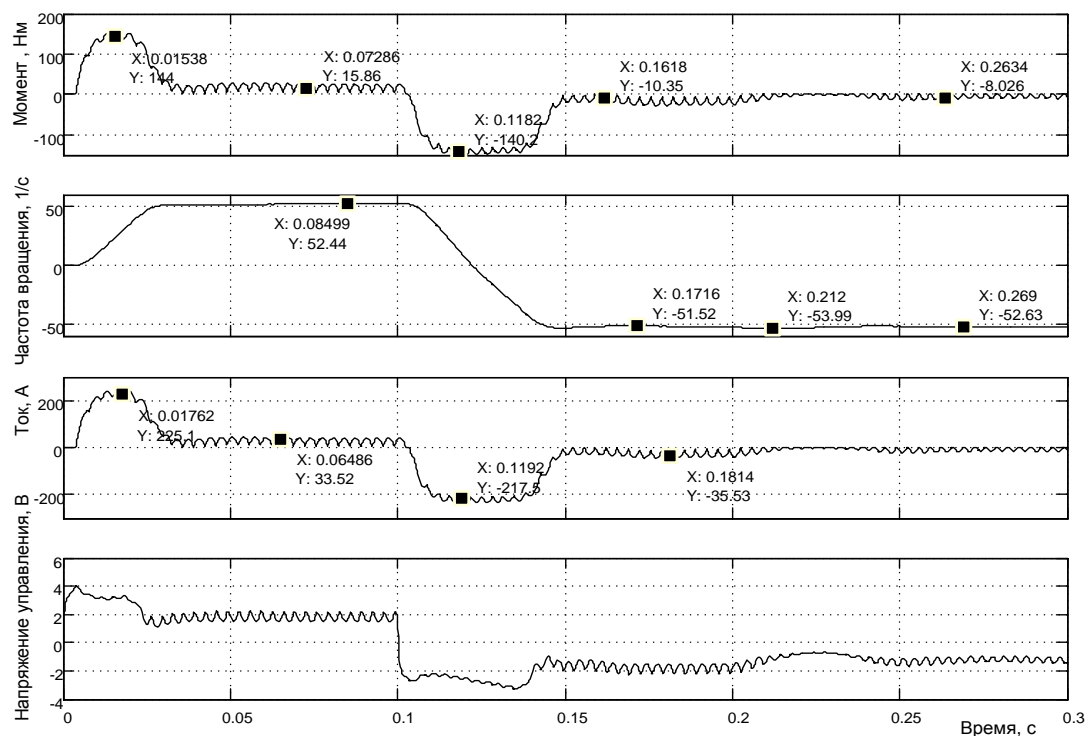


Рисунок 2.50 - Реакция электропривода на управляющее воздействие $\pm 10V$ с реактивной нагрузкой 18Нм (уменьшение нагрузки до 5Нм в 0,2с)

На рисунке 2.51 показаны результаты моделирования процесса пуска-реверса привода на частоту вращения 26,25 1/с с реактивной нагрузкой.

Электропривод отработал задание достаточно чётко.

Исследуем поведение привода при пуске-реверсе на минимальную частоту вращения, в тысячу раз меньшую максимальной 52,5 1/с. Задание на входе системы $\pm 0,01V$, нагрузка реактивная 18Нм. Результат моделирования проиллюстрирован на рисунке 2.52. Характерной особенностью режима является работа с большими относительными пульсациями всех параметров.

Частота вращения двигателя стала нарастать, когда амплитудное значение пульсирующего момента превышает 18Нм. Через 0,65с частота вращения достигла заданного значения. При реверсе наблюдается большая пауза, в течение которой идёт переходный процесс в регуляторах скорости и тока. Как только амплитуда момента двигателя превысила 18 Нм, частота вращения начала нарастать в отрицательном направлении. Время пуска большое, примерно 0,25с.

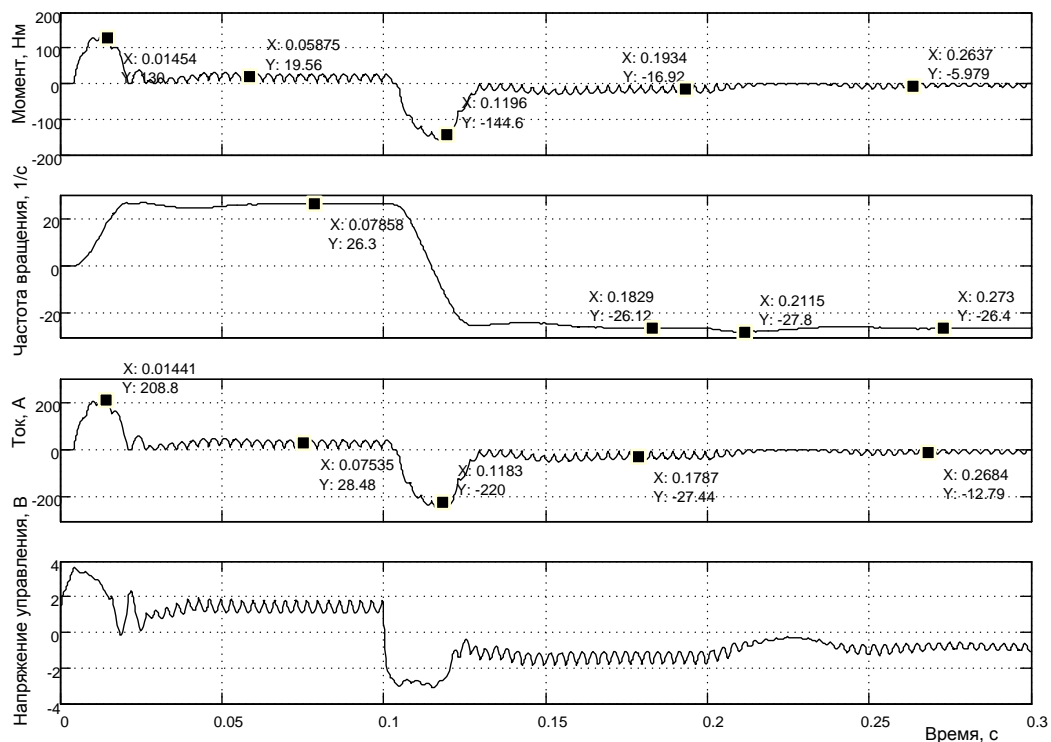


Рисунок 2.51 - Реакция электропривода на управляющее воздействие $\pm 5V$ с реактивной нагрузкой 18Н·м (уменьшение нагрузки до 5Н·м в 0,2с)

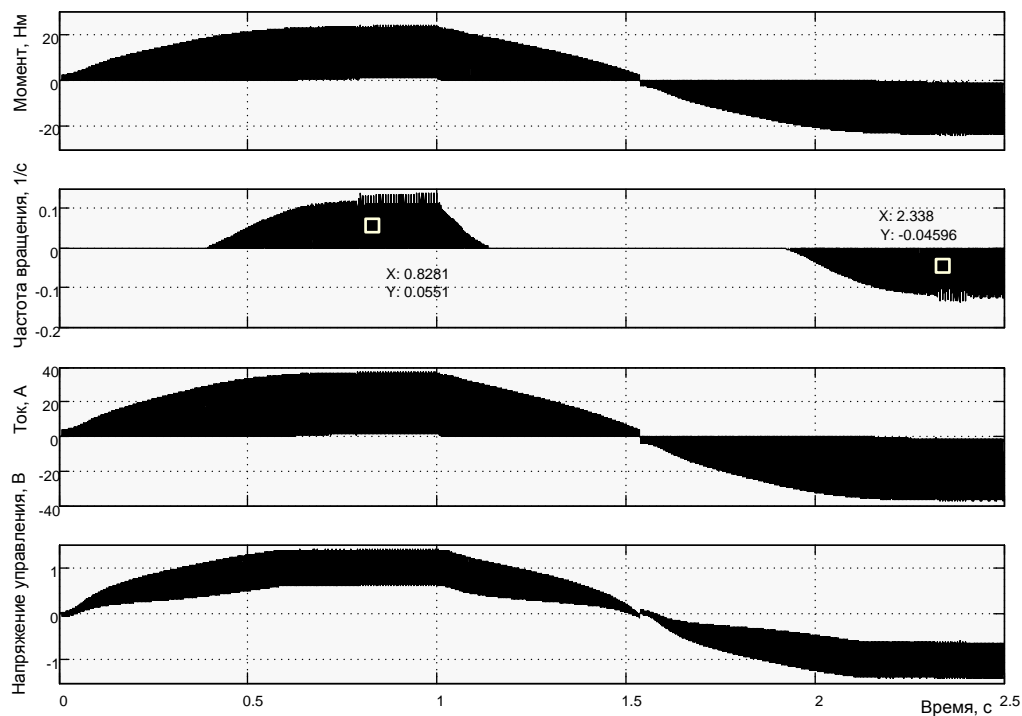


Рисунок 2.52 – Пуск-реверс на малую частоту вращения $\pm 0,0525$ 1/с с реактивной нагрузкой 18Н·м

Для улучшения наглядности результатов моделирования пропустим исследуемые сигналы через блоки *Mean Value* (усреднители) и будем наблюдать средние значения пульсирующих сигналов. Схема модели принимает вид, показанный на рисунке 2.53.

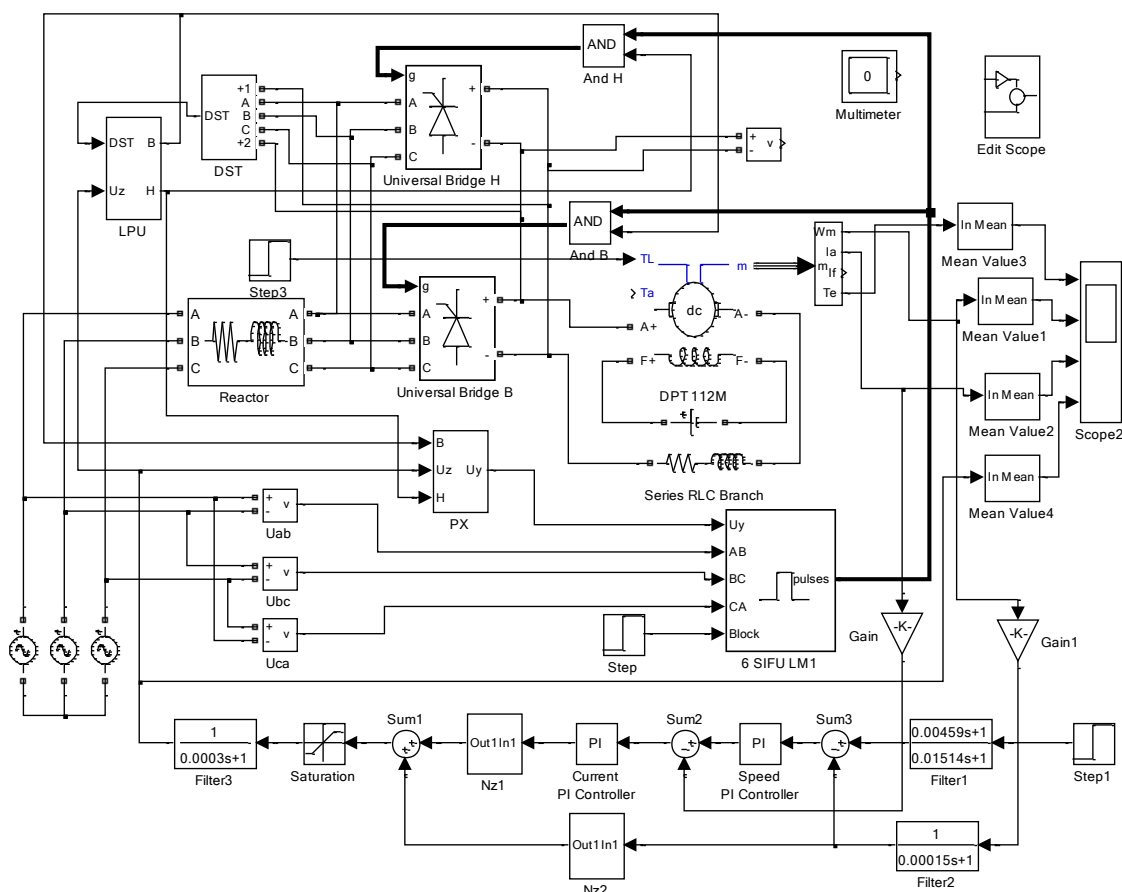


Рисунок 2.53 – Схема модели электропривода с разделным управлением с выделением среднего значения пульсирующего сигнала

Вместо рисунка 2.52 получена диаграмма в средних значениях исследуемых сигналов (рисунок 2.54).

Кроме наглядности появились некоторые особенности, которые необходимо пояснить. Процесс нарастания частоты вращения начинается с момента двигателя чуть более 10Нм, при реактивном моменте нагрузки 18Нм. Это вызвано тем, что при таком среднем значении момента двигателя амплитудное его значение достигло 18 и более Нм. Этим же объясняется отличие среднего значения момента двигателя 15,61 Нм в установившемся режиме от статической реактивной нагрузки 18 Нм.

Отработанное заданное значение частоты вращения просматривается более чётко, чем на диаграмме рисунка 2.52. Можно сделать вывод,

что если тахогенератор способен достоверно формировать сигнал обратной связи по частоте вращения, то данный привод способен работать в диапазоне регулирования частоты вращения 1000.

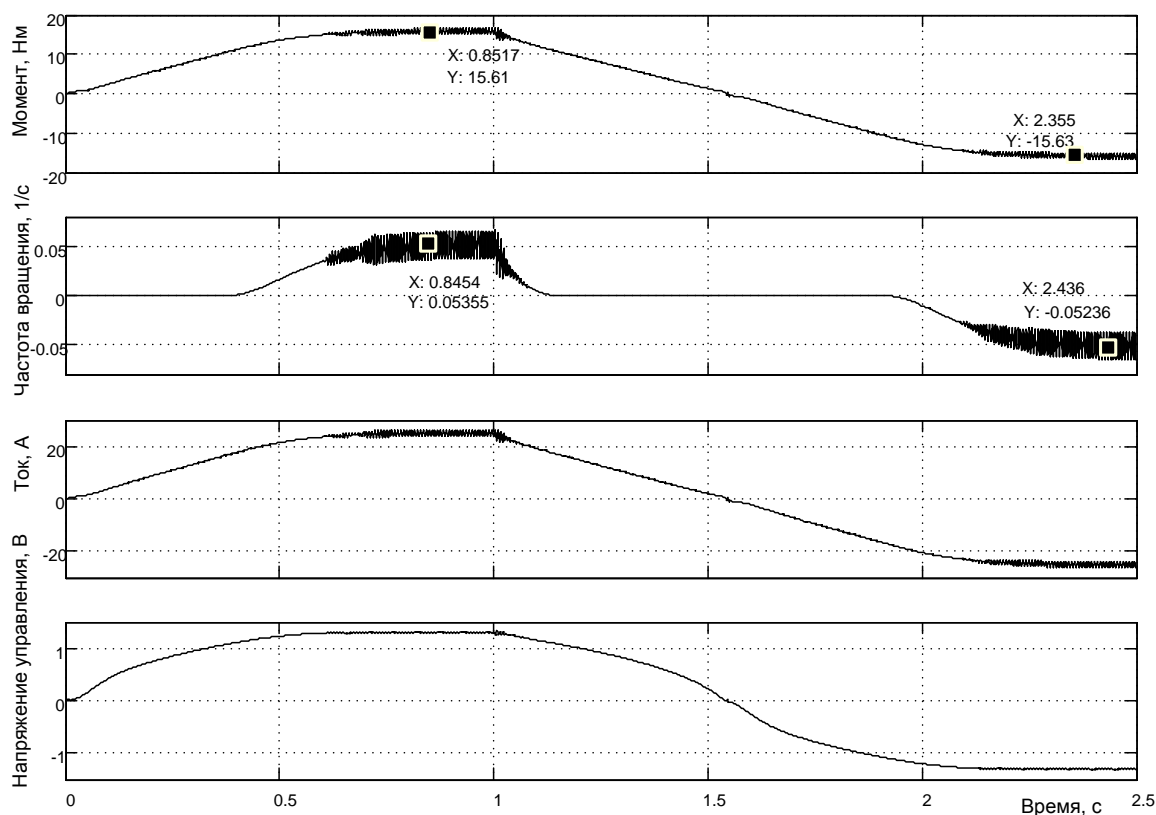


Рисунок 2.54 - Пуск- реверс на малую частоту вращения $\pm 0,0525$ 1/с с реактивной нагрузкой 18Нм

Исследуем поведение привода на малой частоте вращения при сбросе нагрузки с 18Нм до 5Нм (см. рисунок 2.55).

Выделение гладкой усреднённой составляющей частоты вращения двигателя произведено с помощью блока *Mean Value*. Исследование показало, что отклонение частоты вращения составило минус 1,661 1/с и через 0,25с частота вращения восстановилась до заданного значения минус 0,05241 1/с.

Полученные показатели работы привода на малой частоте вращения должны быть сопоставлены с техническим заданием и принято решение о соответствии или дальнейшей доработки привода.

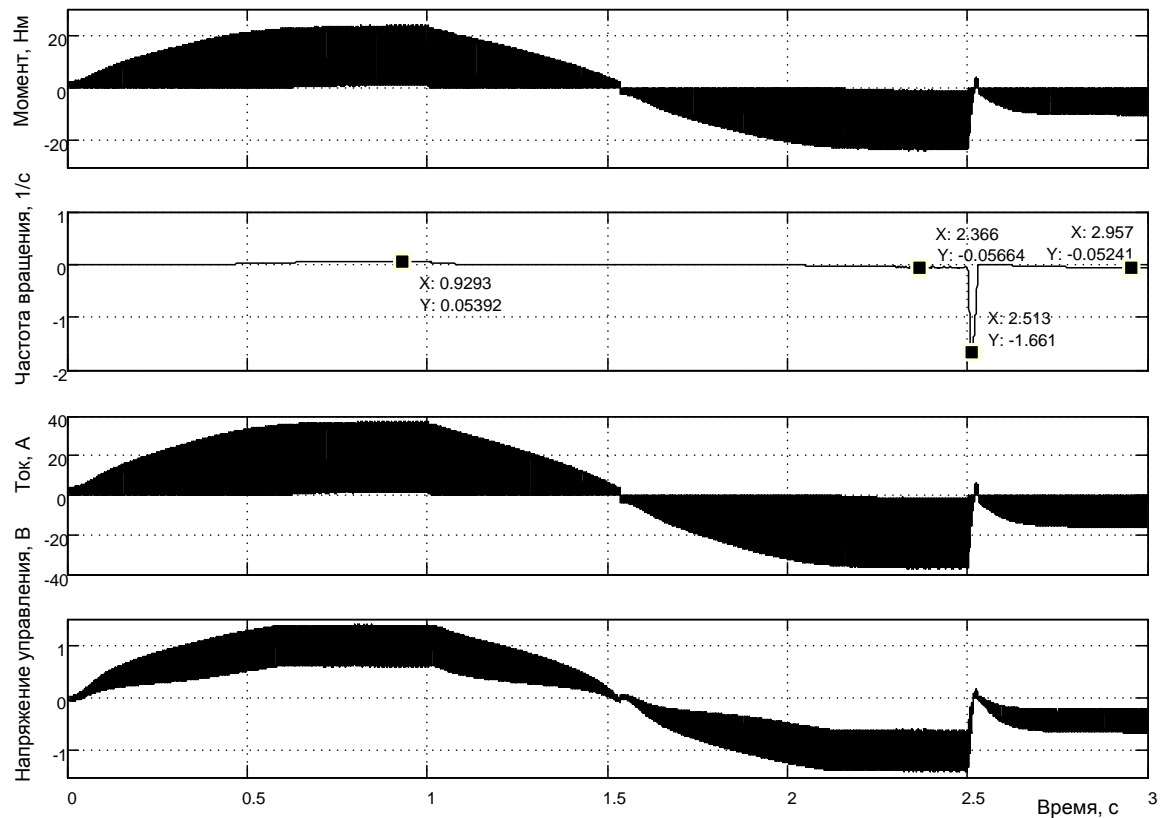


Рисунок 2.55 - Пуск- реверс на малую частоту вращения $\pm 0,0525$ 1/с с реактивной нагрузкой 18Нм (сброс нагрузки до 5Нм при 2,5с)

На рисунке 2.56 представлена схема модели тиристрного электропривода с раздельным управлением.

Отличием от предыдущей схемы является использование двух комплектов СИФУ. Необходимость применения блока *PX* отпала, разрешение работы того или иного СИФУ задаётся по входу *Block*.

Результаты моделирования работы электропривода на большой, средней и малой частотах вращения аналогичны выше рассмотренному приводу и не приводятся в пособии.

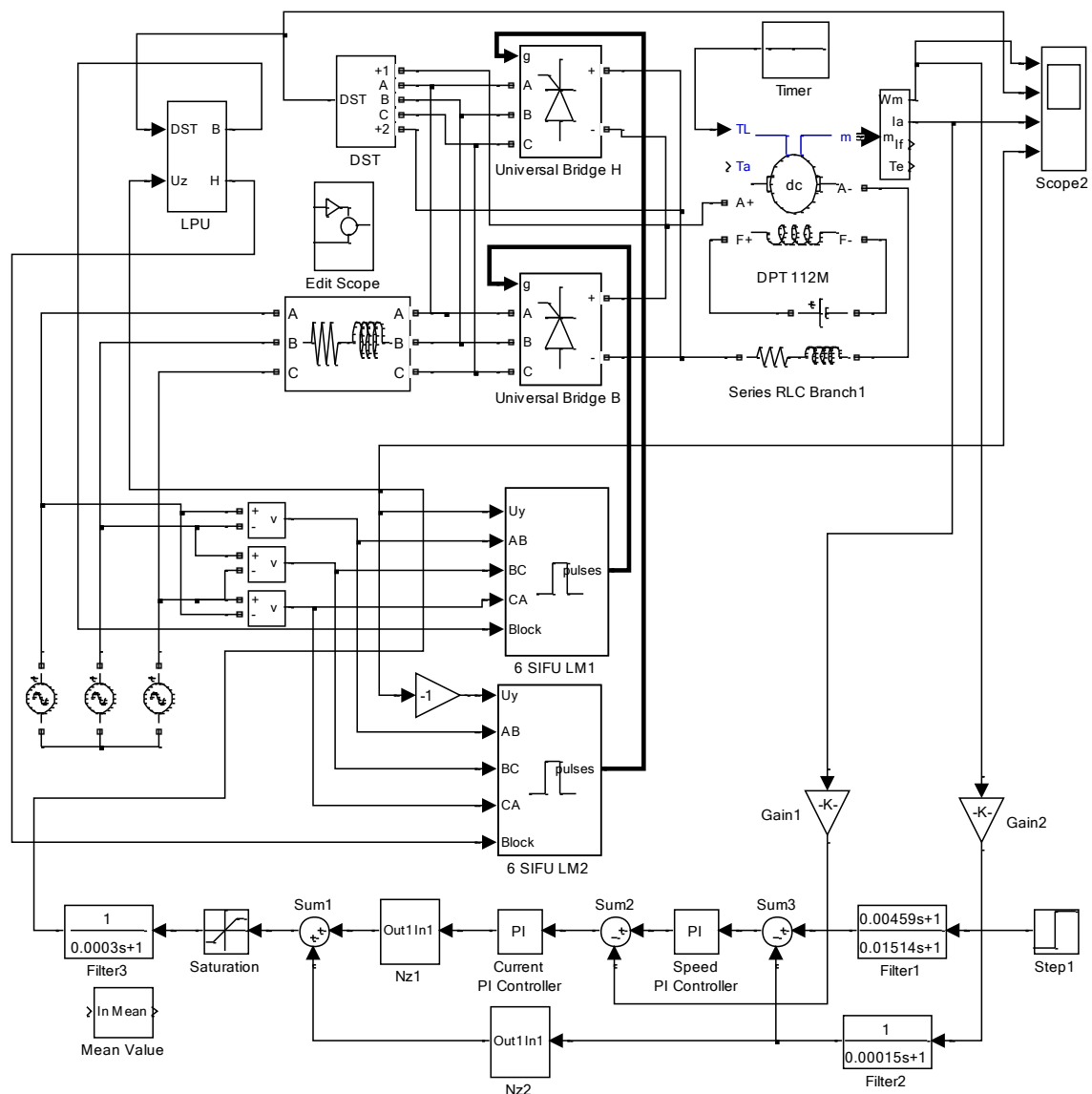


Рисунок 2.56 - Схема модели электропривода с раздельным управлением с отдельными СИФУ на каждый комплект (Fig2_56)

3 РАЗОМКНУТЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

3.1 Мягкие частотный пуск и остановка асинхронного двигателя

На рисунке 3.1 показана схема модели частотного асинхронного привода, управляемого от задатчика интенсивности *1 Chirp 3Signal*.

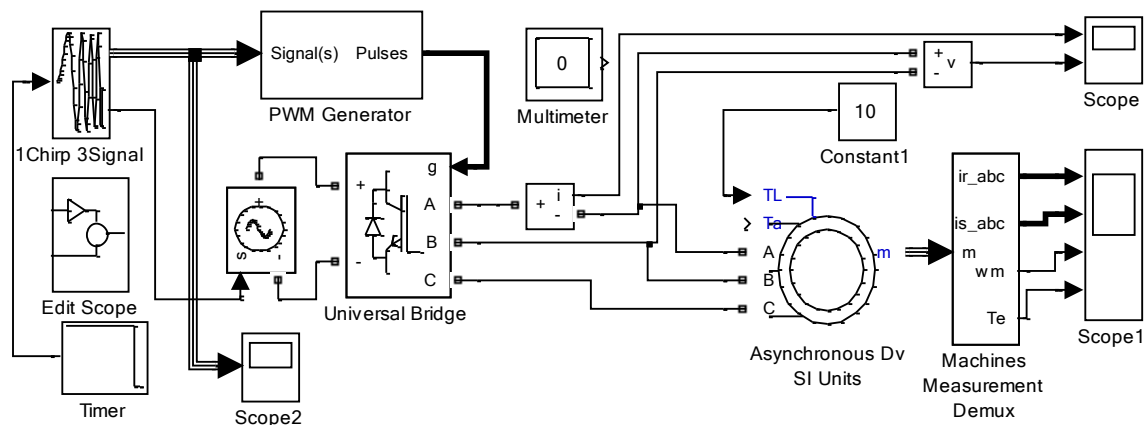


Рисунок 3.1 – Схема модели разомкнутого частотно-управляемого асинхронного электропривода (Fig3_1)

Асинхронный двигатель запитан от преобразователя частоты *Universal Bridge*, управляемого блоком *PWM Generator*. Задатчик интенсивности *1Chirp 3Signal* оригинальной разработки вырабатывает трёхфазный сигнал от начальной частоты до конечной по закону $U/f = \text{Constant}$. Предусмотрено формирование как нарастания сигнала по указанному закону, так и уменьшения. Кроме того, предусмотрены расчёт напряжения питания инвертора по максимальному значению частоты и паспортным данным двигателя и управление источником питания соответствующим сигналом.

На рисунке 3.2 приведено окно ввода параметров задатчика интенсивности.

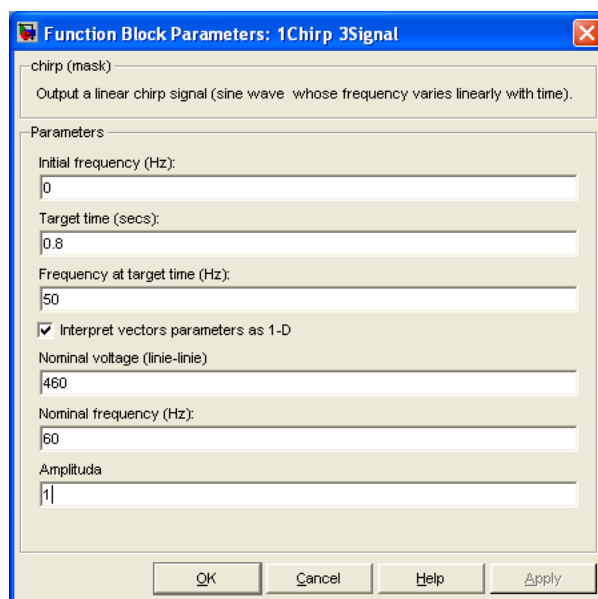


Рисунок 3.2 – Окно ввода параметров задатчика интенсивности

Начальная частота *Initial frequency* (Hz) может быть установлена любого значения, но меньшего, чем конечное значение *Frequency at target time* (Hz). Время нарастания и спада сигнала *Target time (secs)* задаётся одного значения. При использовании схемы управления инвертором *PWM Generator*, входящей в состав библиотеки Simulink, максимальную амплитуду сигнала задатчика интенсивности (*Amplituda*) следует принять 1В. Также указываются номинальное линейное напряжение и частота двигателя.

Управление задатчиком интенсивности осуществляется сигналами амплитудой 1В (*Timer*). Плюс 1В - процесс нарастания напряжения и частоты питания и вращения двигателя, при отрицательном значении единичного сигнала управления задатчиком формируется процесс спада напряжения и частоты питания двигателя. На рисунке 3.3 продемонстрировано окно ввода параметров блока *Timer*.

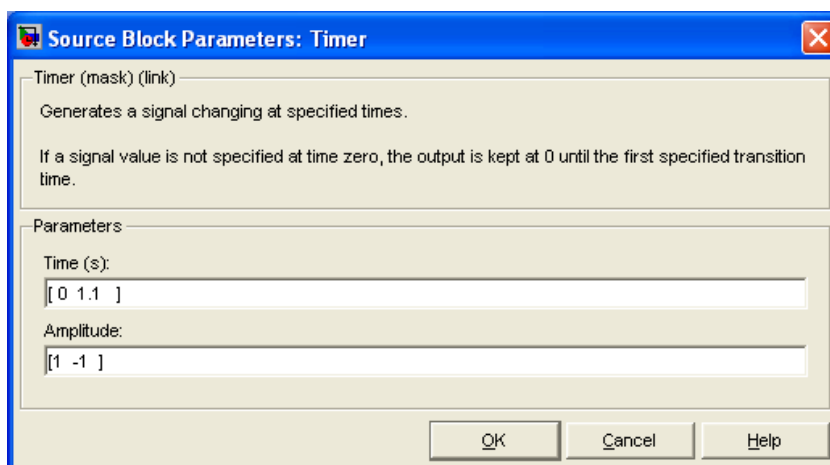


Рисунок 3.3 – Окно ввода параметров блока *Timer*

На рисунке 3.3 введены параметры, в соответствии с которыми процесс нарастания частоты начинается с нулевого момента времени, процесс спада – с момента времени 1,1с. Полное время моделирования должно учитывать время нарастания, время спада и время работы на максимальной частоте вращения двигателя.

Блок *Edit Scope* позволяет открывать главное меню редактирования диаграмм, отражающих результаты моделирования на экране осциллографа *Scope*. Для этого необходимо запустить процесс моделирования с открытым окном *Scope*.

На рисунке 3.4 представлены введённые параметры асинхронного двигателя. Особенностью является повышенное значение момента инерции. Реактивный момент сопротивления задаётся в блоке *Constant1* и составляет 10Нм.

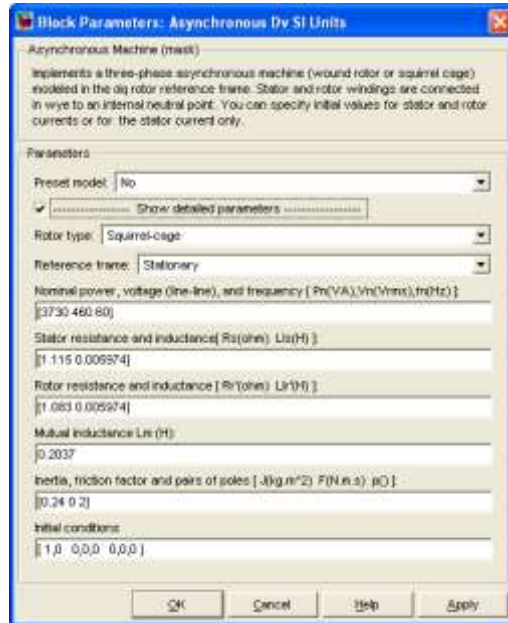


Рисунок 3.4 – Окно ввода параметров двигателя

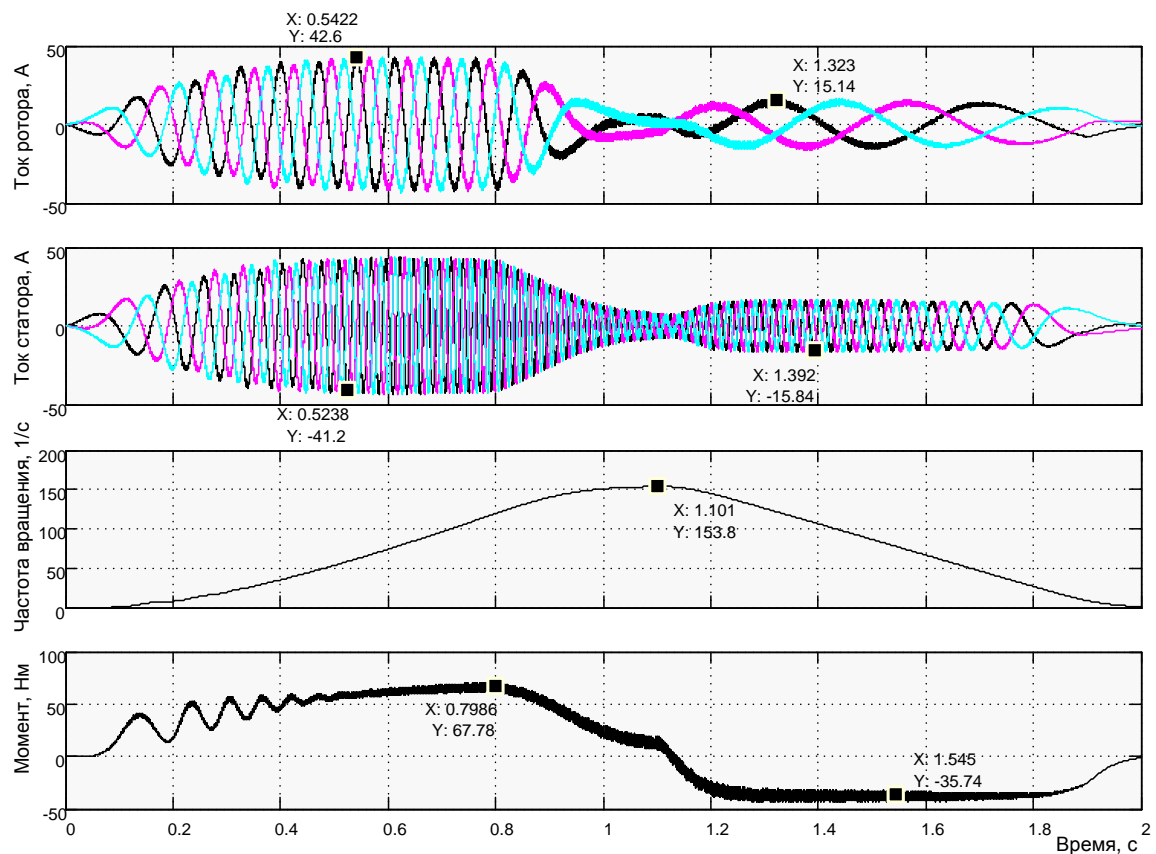


Рисунок 3.5 – Результаты моделирования пуска – остановки асинхронного электропривода с временем 0,8с

На рисунке 3.5 проиллюстрированы результаты моделирования переходных процессов пуска и остановки асинхронного двигателя при частотном управлении от задатчика интенсивности по закону $U/f = \text{Constant}$. Процесс пуска протекает с ограничением тока статора до $41,2/\sqrt{2}$ А. Однако рост частоты вращения значительно запаздывает, что, возможно, объясняется большим моментом инерции. В тоже самое время качество переходного процесса торможения хорошее: двигатель при токе статора $15,84/\sqrt{2}$ А развивает момент 35,74Нм, незначительно меняющийся на протяжении всего процесса торможения.

4 ЧАСТОТНО-ТОКОВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

4.1 Общие положения

Для реализации электропривода с векторным управлением и выполнения исследований на имитационных моделях в *Simulink* произвольно выберем асинхронный двигатель (АД), например, типа RA90S6 (см. таблицу 1.2) и примерно подходящий преобразователь частоты (ПЧ) модели VFB40-004 шведской фирмы Emotron AB.

Основные параметры преобразователя сведены в таблицу 4.1.

Таблица 4.1 – Преобразователи частоты серии VFB40 1,5...7,5кВт

Тип	VFB40	-004	-006	-008	-010	-012	-016
Номинальная мощность, кВт		1,5	2,2	3	4	5,5	7,5
Номинальный выходной ток, А		4	6	7,5	9,5	12	16
Ограничение тока I_{GL} , 120 с, А		6	9	11,3	14,3	18	24
Пиковый ток двигателя, А		10,7	16,1	20,2	25,5	32,2	42,9
Входной ток, А		4,5	6,8	8,5	10,5	13,3	17,8
Окружающая температура при номинальной мощности, °С		0-40					
Частота коммутации f_s , кГц		Максимум 3 кГц					
К.п.д. ($P_{ном}$ при $f_s=1,5$ кГц), %		97					
Потери ($P_{ном}$ при $f_s=1,5$ кГц), Вт		45	66	90	120	165	225
Снижение мощности, %/°С		Снижение мощности не требуется					
Степень защиты		IP20					
Размер		B1					
Размеры, ВхШхГ, мм		360x126x260					
Вес, кг		7					

Используем модель расчёта параметров схемы замещения *Fig1_51* и подготовим параметры схемы замещения двигателя RA90S6.

Паспортные данные двигателя приведены в таблице 4.2, а результаты расчёта сведены в таблицу 4.3.

Таблица 4.2 – Технические данные двигателя RA90S6

$P_{\text{ном.}}$, кВт	Масса, кг	$n_{\text{ном.}}$, об/мин	η , %	$\cos \varphi$ Отн.ед	I_n , А	I_p/I_n Отн.ед	M_p/M_n Отн.ед	M_{max}/M_n Отн.ед	J , кг·м ²
0,75	13	935	70	0,72	2,2	4	2,2	2,5	0,004

Таблица 4.3 – Параметры двигателя в абсолютных единицах

Параметр	Значение	Параметр	Значение
U_b , В	311,1	K_r , О.е	0,9344
I_b , А	3,394	R , Ом	5,503
M_b , Нм	15,08	L_s' , Гн	0,06796
R_s , Ом	2,681	T_r , с	0,1655
R_r , Ом	3,233	$1/J$	125
$L_s=L_r$, Гн	0,5352	M_n , Нм	7,66
L_m , Гн	0,5	L_{ls} , мГн	35,2
$T's$, с	0,0123	L_{lr} , мГн	35,2

Для построения имитационных моделей необходимо принять определённый уровень идеализации свойств АД и ПЧ. В теории электропривода переменного тока общепринятыми допущениями принято считать следующие:

- не учитываются потери в стали;
- рассматривается трёхфазный симметричный режим работы;
- насыщением магнитной цепи АД пренебрегаем;
- принимаются напряжения на выходе ПЧ синусоидальной формы;
- пренебрегаем энергетической связью между АД и ПЧ.

В соответствии с установившимися традициями проектирования средств управления принимаем максимальные уровни входных сигналов управления и выходных напряжений управления (регуляторов) на уровне ± 10 В. По этому:

Коэффициент обратной связи по току

$$K_{oc1} = \frac{10}{I_{\text{тик.пч}} \cdot \sqrt{2}} = \frac{10}{10,7 \cdot \sqrt{2}} = 0,66;$$

коэффициент обратной связи по потоку $K_{oc2} = \frac{10}{\Psi_{R_{x \max}}} = \frac{10}{1} = 10$;

коэффициент обратной связи по частоте вращения
 $K_{oc3} = \frac{10}{\omega_{m \max}} = \frac{10}{100} = 0,1$;

где $I_{нук.нч} = 10,7 A$ - максимальный ток преобразователя частоты (см. таблицу 7.1),

$\Psi_{R_{x \max}} = 1 Bб$ - максимальный поток двигателя,

$\omega_{m \max} = 100 1/c$ - максимальная частота вращения двигателя (ротора).

Номинальный момент двигателя – 7,66 Нм.

Номинальный поток обмотки ротора приближённо определим по формуле

$$\Psi_{R_{ном}} = \frac{M_{ном}}{1,5 \cdot p \cdot K_r \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ном} \cdot \cos \varphi_{ном}} = \frac{7,66}{1,5 \cdot 3 \cdot 0,9344 \cdot 1,4142 \cdot 2,2 \cdot 0,72} = 0,8 Bб$$

4.2 Математическое описание векторного управления двигателем

Перепишем систему (1.62) в виде отдельных уравнений в операторной форме для системы координат, вращающейся с произвольной частотой ω_k :

$$i_{Sx} = (U_{Sx} + L'_S \omega_k i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} + p \omega_m k_R \psi_{Ry}) \frac{\frac{1}{R}}{(1 + T'_S s)}, \quad (4.1)$$

$$i_{Sy} = (U_{Sy} - L'_S \omega_k i_{Sx} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} - p \omega_m k_R \psi_{Rx}) \frac{\frac{1}{R}}{(1 + T'_S s)}, \quad (4.2)$$

$$\psi_{Rx} = (k_R R i_{Sx} + (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Ry}) \frac{T_R}{(1 + T_R s)}, \quad (4.3)$$

$$\psi_{Ry} = (k_R R i_{Sy} - (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Rx}) \frac{T_R}{(1 + T_R s)}, \quad (4.4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \quad (4.5)$$

$$\omega_m = \frac{1}{s} \left(\frac{1}{J} \right) (T_e - T_a - T_L), \quad (4.6)$$

$$\gamma = \frac{1}{s} (\omega_k). \quad (4.7)$$

Смысл векторного управления состоит в ориентации потока ротора $\psi_{Rном}$ по оси x вращающейся системы координат:

$$\psi_{Rном} = \psi_{Rx}, \quad \psi_{Ry} = 0. \quad (4.8)$$

Применяем условие (4.8) к выражению (4.4) и получаем условие ориентации потока ротора по оси x :

$$\omega_u = \omega_k = p \omega_m + k_R R_R \frac{i_{Sy}}{\psi_{Rx}}, \quad (4.9)$$

где ω_u - частота источника тока (например, инвертора);

ω_k - частота вращения подвижной системы координат x, y ;

ω_m - частота вращения ротора;

k_R, R_R - параметры двигателя;

i_{Sy} - составляющая тока статора по оси y .

Из условия (4.9) следует, что поток ротора $\psi_{Rном} = \psi_{Rx}$ ориентирован по оси x , если частота инвертора ω_u (источника тока) соответствует частоте вращения координат ω_k . Кроме того, из выражения (4.9) следует, что заданием на формирование необходимой частоты источника тока является ток статора i_{Sy} и поток ротора ψ_{Rx} .

Выражение (4.3) с учётом условия (4.8) упрощается и принимает вид:

$$\psi_{Rx} = \frac{T_R}{(1 + T_R s)} k_R R_R i_{Sx}, \quad (4.10)$$

где T_R - постоянная времени цепи обмотки ротора;

i_{Sx} - составляющая тока статора по оси x .

Формула для определения момента асинхронного двигателя также с учётом (4.8) упрощается и становится по структуре такой же, что для двигателя постоянного тока:

$$T_e = \frac{3}{2} p k_R \psi_{Rx} i_{Sy}, \quad (4.11)$$

где i_{Sy} – составляющая тока статора двигателя по оси y , определяющая совместно с потоком ротора ψ_{Rx} электромагнитный момент двигателя T_e ; p – число пар полюсов двигателя.

Определение составляющих тока статора по осям x и y осуществляется по выражениям (4.1) и (4.2) с учетом условия (4.8):

$$i_{Sx} = (U_{Sx} + L'_S \omega_k i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx}) \frac{\frac{1}{R}}{(1 + T'_S s)}, \quad (4.12)$$

$$i_{Sy} = (U_{Sy} - L'_S \omega_k i_{Sx} - p \omega_m k_R \psi_{Rx}) \frac{\frac{1}{R}}{(1 + T'_S s)}, \quad (4.13)$$

где L'_S, T'_S, R – параметры схемы замещения асинхронного двигателя; U_{Sx}, U_{Sy} – составляющие напряжения источника тока по осям x и y .

Уравнения движения электропривода (4.6) и вращающейся системы координат (4.7) остаются без изменения.

Сведём полученные уравнения в систему:

$$\begin{aligned}
 i_{Sx} &= (U_{Sx} + L'_S \omega_k i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx}) \frac{\frac{1}{R}}{(1 + T'_S s)}, \\
 i_{Sy} &= (U_{Sy} - L'_S \omega_k i_{Sx} - p \omega_m k_R \psi_{Rx}) \frac{\frac{1}{R}}{(1 + T'_S s)}, \\
 \psi_{Rx} &= \frac{T_R}{(1 + T_R s)} k_R R_R i_{Sx}, \\
 T_e &= \frac{3}{2} p k_R \psi_{Rx} i_{Sy}, \\
 \omega_m &= \frac{1}{s} \left(\frac{1}{J} \right) (T_e - T_{назп}), \\
 \omega_k &= p \omega_m + k_R R_R \frac{i_{Sy}}{\psi_{Rx}}, \\
 \gamma &= \frac{1}{s} (\omega_k).
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

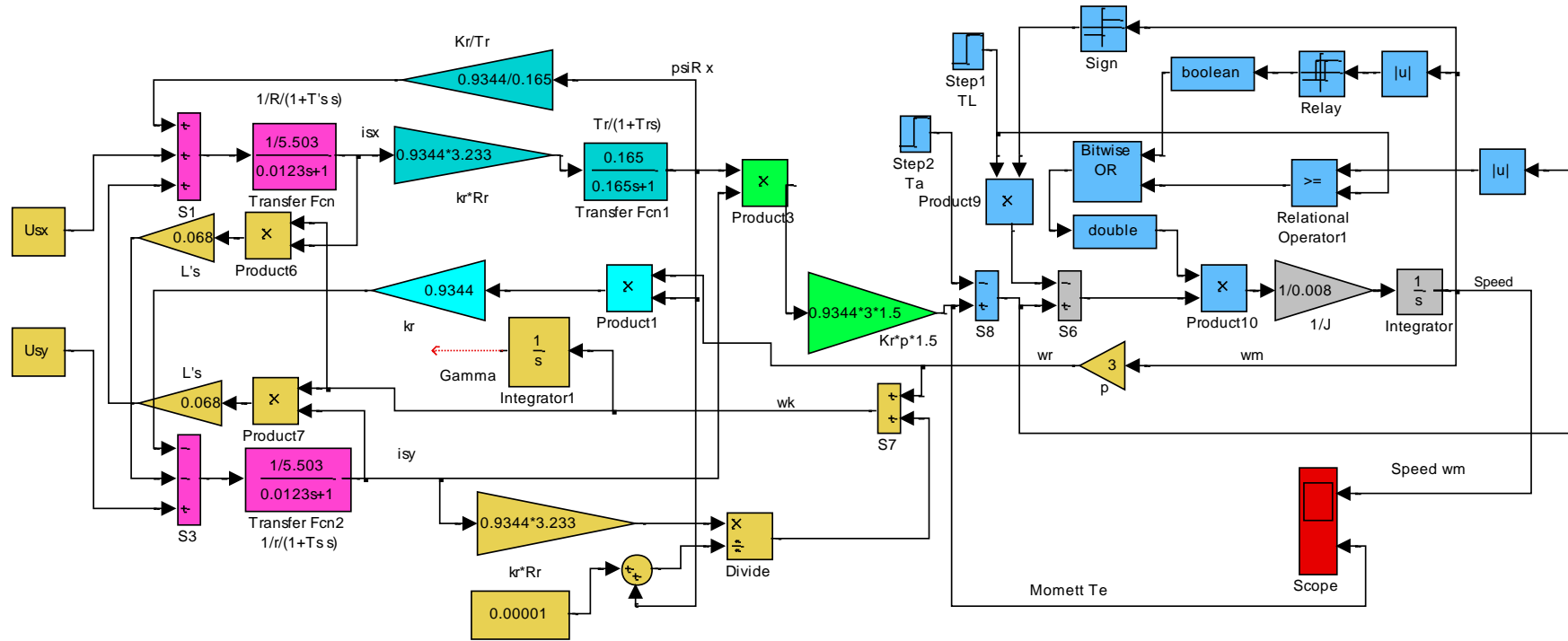


Рисунок 4.1 – Неоптимизированная структура векторного управления (Fig4_1)

Полученная система уравнений (4.14) описывает поведение неоптимизированной структуры электропривода с векторным управлением. Разработаем эту структуру с целью определения путей её оптимизации (рисунок 4.1). Структура включает реализацию уравнений (4.14) и моделирование реактивного момента.

Анализ выражений (4.14) позволяет сделать следующие заключения:

1 управление электроприводом осуществляется путём задания тока статора по соответствующим осям. По оси x задаётся ток, определяющий поток ротора, по оси y – ток, определяющий момент двигателя. Кроме того, текущие значения тока по оси y и потока ротора определяют совместно с частотой вращения ротора частоту преобразователя, питающего двигатель (4.9);

2 для придания проектируемому приводу свойств привода постоянного тока эти составляющие тока статора i_{sx} и i_{sy} должны не изменяться при воздействии поступающих при работе двигателя возмущений;

3 такими свойствами структура, представленная на рисунке 4.1 не обладает.

Реализация режима источника тока в автономном инверторе осуществляется введением дополнительных контуров управления с астатическими регуляторами, на вход которых подается разность задающего сигнала и сигнала с датчика реального тока двигателя.

На рисунке 4.2 показана разработанная структура асинхронного двигателя с векторным управлением с применением преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией. В отличие от структуры на рисунке 4.1 введён контур тока с реальным преобразователем. Причём контур тока присутствует на осях x и y , задание на работу двигателя поступает в токовой форме. По этому такое управление называют частотно-токовым. Все возмущения, действующие в реальном двигателе и описанные системой уравнений (4.14), в структуре учтены.

На рисунке 4.3 демонстрируется структура с релейным управлением тока. Все особенности математического описания (4.14) также учтены.

На обоих структурах предусмотрена возможность исследования работы двигателя с любым характером нагрузки (с реактивным T_L и активным моментом T_a сопротивления).

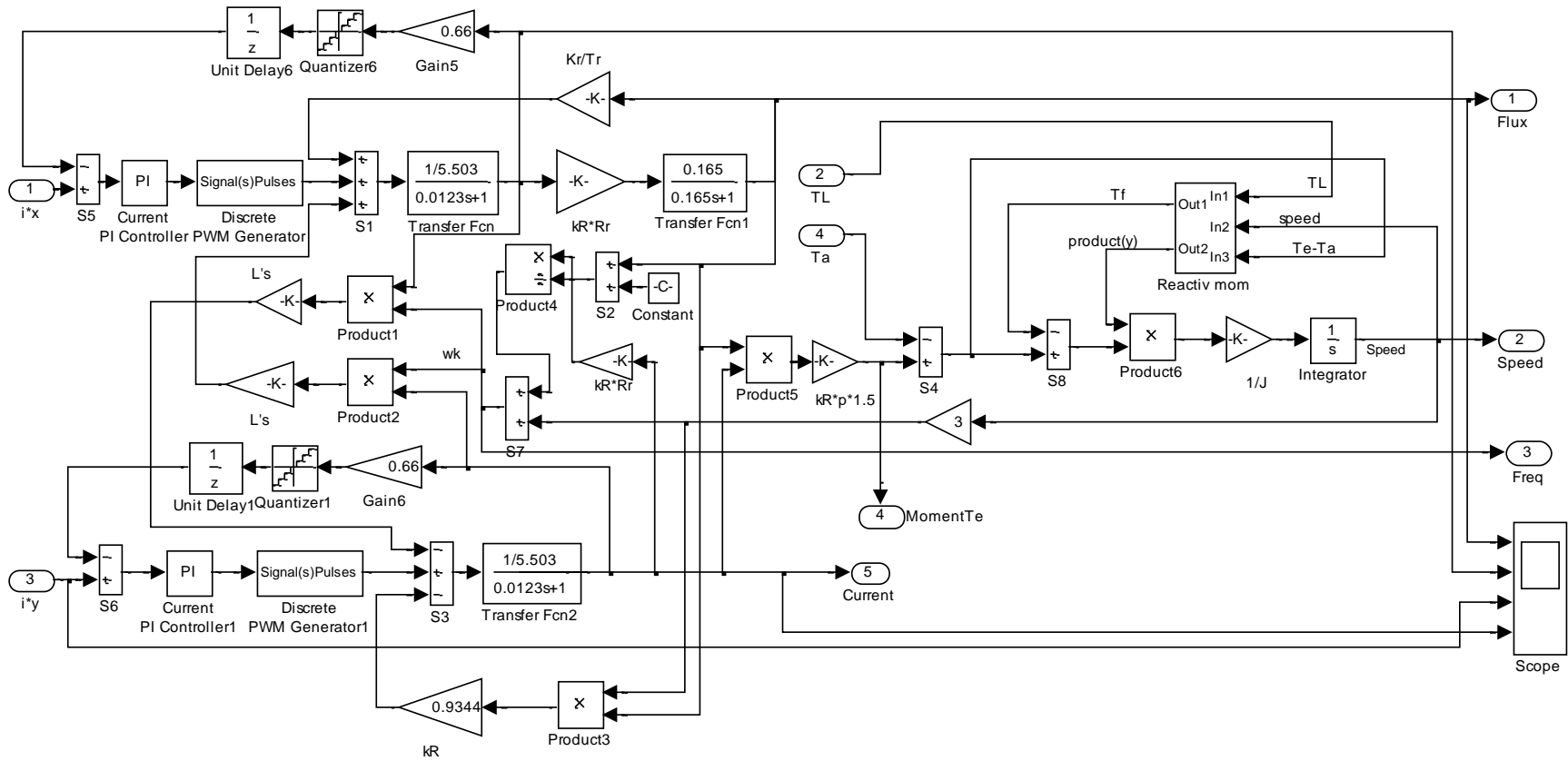


Рисунок 4.2 – Структура асинхронного двигателя с векторным управлением с применением преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией (Fig4_2)

Рисунок 4.3 – Структура асинхронного двигателя с векторным управлением с применением преобразователя частоты с релейным управлением (Fig4_3)

Для оптимизации процессов векторного управления асинхронным двигателем необходимо спроектировать два управляющих контура: по току и скоростью с внутренними подчинёнными контурами тока.

На рисунке 4.4 представлена структура контура формирования потокосцепления (магнитного потока) ротора.

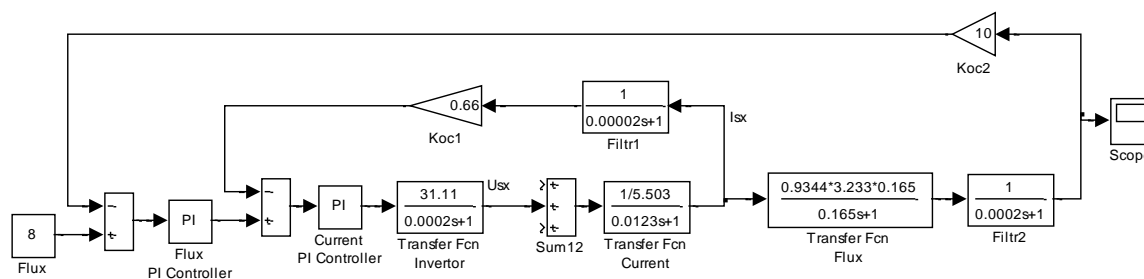


Рисунок 4.4 – Структура контура управления магнитным потоком (Fig4_4)

Структура включает два контура: внешний (главный) контур потока и внутренний (подчинённый) контур тока. Управление процессом формирования тока статора во вращающейся системе координат по оси x ведёт регулятор тока *Current PI Controller*. Ток в контуре I_{sx} создаётся с помощью управляемого преобразователя (инвертора), представленного идеальным (непрерывным) апериодическим звеном первого порядка. Силовая часть двигателя, введённая в контур тока *Transfer Fcn Current*, представлена апериодическим звеном первого порядка с постоянной времени $T's$. Цепь обратной связи содержит фильтр *Filtr1*. В прямой цепи контура тока показан сумматор *Sum12*, через который вводятся возмущения, действующие от реального электропривода. В расчётной схеме возмущения исключены в предположении компенсации их при использовании астатического управления.

Внешний контур управляется регулятором потока *Flux PI Controller*. Выходной сигнал регулятора является входным для контура тока. Формирование магнитного потока в структуре асинхронного двигателя осуществляется апериодическим звеном первого порядка *Transfer Fcn Flux* с постоянной времени Tr . В прямую цепь контура потока введён фильтр *Filtr2* в предположении, что в реальном электроприводе поток будет вычисляться, так как прямого доступа к этому параметру нет.

Данная структура смоделирована в *Simulink* и представлена в файле *Fig4_4*. В модель введены параметры, полученные ниже, и при желании можно наблюдать оптимальный процесс управления потоком.

На рисунке 4.5 представлена структура контура управления частотой вращения ротора.

Рассмотренные структуры (рисунки 4.4 и 4.5) приняты для расчёта и оптимизации.

4.3 Оптимизация и имитационное исследование в Simulink контура тока

4.3.1 Расчёт параметров регулятора тока при идеальном источнике тока

Расчётная схема контура тока показана на рисунке 4.6.

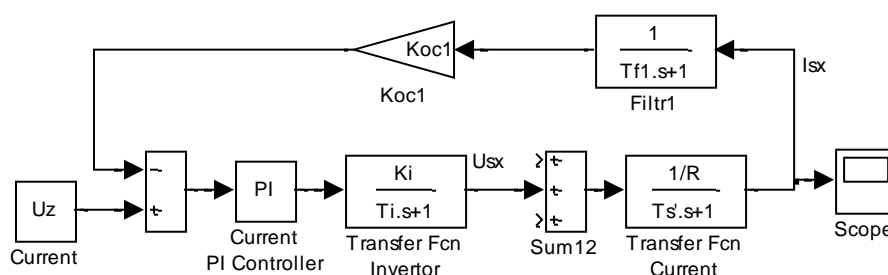


Рисунок 4.6 – Структурная схема контура тока

Контур содержит идеальный инвертор с передаточной функцией:

$$W_{TFI(s)} = \frac{K_I}{T_I \cdot s + 1},$$

где $K_I = \frac{U_{\phi m}}{U_{y \max}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{10} = 31,11$, – коэффициент усиления инвертора;

$Us = U_{\phi} \cdot \sqrt{2}$ – модуль пространственного вектора фазного напряжения статора; $U_{y \max} = 10 \text{ В}$ – максимальное напряжение управления инвертором;

$T_I = 0,5 \frac{1}{f_i} = 0,5 \frac{1}{2500} = 0,0002 \text{ с}$ – постоянная времени инвертора;

$f_i = 2500 \text{ Гц}$ – несущая частота (коммутации) инвертора (см. таблицу 4.1).

$$W_{TFI(s)} = \frac{K_I}{T_I \cdot s + 1} = \frac{31,11}{0,0002s + 1} \quad (4.15)$$

Нагрузка инвертора представлена эквивалентным сопротивлением статорной обмотки $R = 5,503 \text{ Ом}$ и эквивалентной постоянной времени $T'_s = 0,0123 \text{ с}$ (см. таблицу 4.3).

Передаточная функция нагрузки (цепи обмотки статора):

$$W_{TFC(s)} = \frac{1/R}{T'_s \cdot s + 1} = \frac{1/5,503}{0,0123s + 1}. \quad (4.16)$$

Передаточная функция фильтра Filtr1:

$$W_{F1(s)} = \frac{1}{T_{f1} \cdot s + 1} = \frac{1}{0,00002 \cdot s + 1}, \quad (4.17)$$

где $T_{f1} = 0,00002 \text{ с}$ – постоянная времени фильтра, которая соответствует периоду опроса данных о реальном токе 40мкс.

Коэффициент обратной связи по току был вычислен ранее и равен:

$$K_{oc1} = 0,66. \quad (4.18)$$

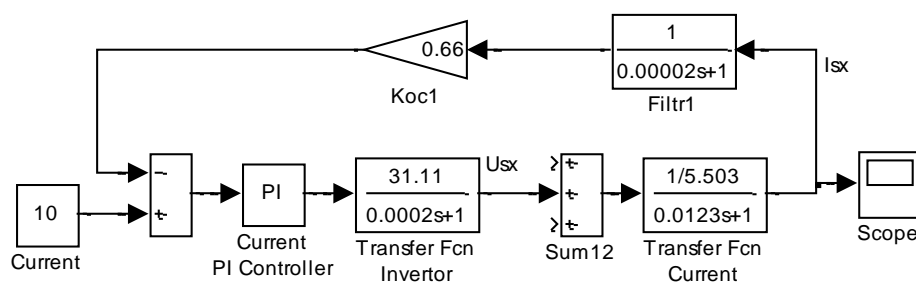


Рисунок 4.7 – Схема модели контура тока (Fig4_7)

Расчёт параметров регулятора тока (рисунок 4.7) произведём по модульному оптимуму [8]. Все необходимые условия выполнены.

При одной большой постоянной времени рекомендуется применение пропорционально-интегрального регулятора с передаточной функцией вида:

$$W_{pez(s)} = \kappa_{pez} \frac{T_{uz} \cdot s + 1}{T_{uz} \cdot s} = 7,492 \frac{0,0123 \cdot s + 1}{0,0123 \cdot s}, \quad (4.19)$$

$$\text{где } \kappa_{pez} = \frac{T'_s \cdot R}{T_{\mu 1} \cdot a_k \cdot K_I \cdot K_{oc1}} = \frac{0,0123 \cdot 5,503}{0,00022 \cdot 2 \cdot 31,11 \cdot 0,66} = 7,492;$$

$T'_s = T_{uz} = 0,0123 \text{ с}$ – большая постоянная времени, равная времени изодрома T_{uz} ;

$T_{\mu l} = T_I + T_{f1} = 0,0002 + 0,00002 = 0,00022 \text{ с}$ – эквивалентная малая постоянная времени контура тока;

$a_k = 2$ – коэффициент оптимизации.

Таким образом, рассчитав все параметры контура тока (4.15...4.19), разработаем модель в *Simulink* и представим её на рисунке 4.7.

Модель реализована на элементах библиотеки *Simulink*, за исключением регулятора тока *Current PI Controller*, схема модели которого открывается по команде *Look Under Mask* и показана на рисунке 4.8.

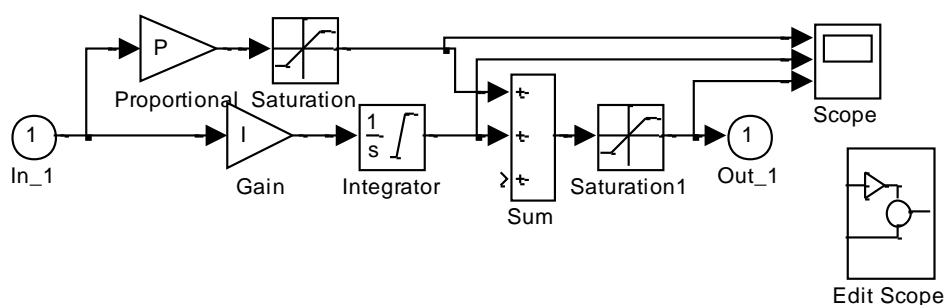


Рисунок 4.8 – Схема модели ПИ-регулятора

Параметры регулятора вносятся через диалоговое окно, открывающееся при двойном щелчке по изображению регулятора (рисунок 4.9).

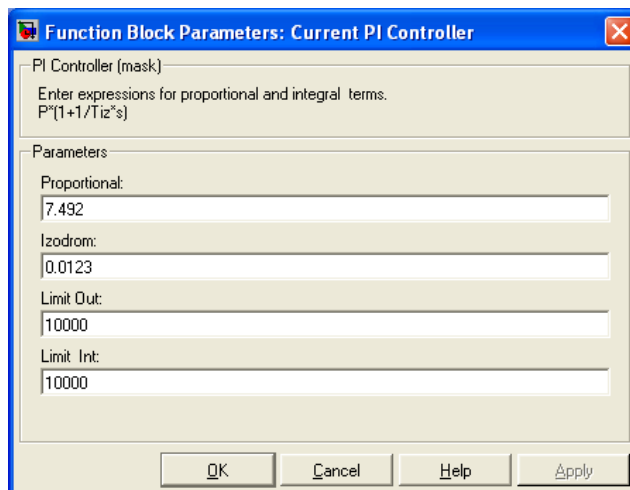


Рисунок 4.9 – Окно ввода параметров ПИ-регулятора

В строку *Proportional* заносится коэффициент усиления регулятора $\kappa_{рег}$, в строку *Izodrom* – время изодрома $T_{из}$, коэффициент усиления интегратора $I = \frac{\kappa_{рег}}{T_{из}}$ вычисляется при инициализации регулятора. *Limit*

Out, *Limit Int* – параметры, устанавливающие уровень ограничения выходного напряжения и интегратора регулятора. Параметры введены заведомо большого значения, что бы исключить насыщения и обеспечить работу регулятора в линейном режиме.

Блок *Current* задаёт ток преобразователя (инвертора). Ток задаётся в виде напряжения. Для установленных параметров задающему напряжению в $\pm 10\text{В}$ соответствует ток статора по осям $\pm 15,13\text{А} = 10,7 \cdot \sqrt{2}$.

Проведём исследование спроектированного контура в линейном режиме без ограничения выходных напряжений регулятора. Для этого вызывается файл *Fig4_7* и осуществляется моделирование при задающем сигнале 10 В (рисунок 4.10).

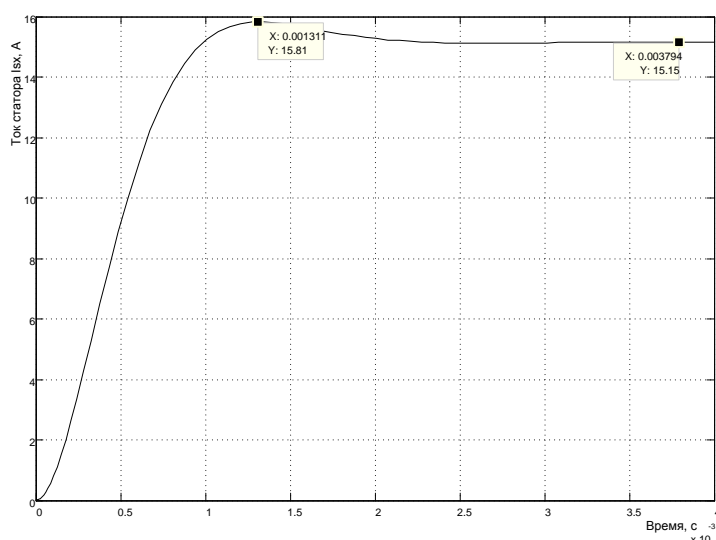


Рисунок 4.10 – Оптимизированный переходный процесс в контуре тока

С целью упрощения процедуры обработки полученных результатов моделирования можно представить переходный процесс в машинных единицах (вольтах). Тогда схема эксперимента принимает вид, показанный на рисунке 4.11.

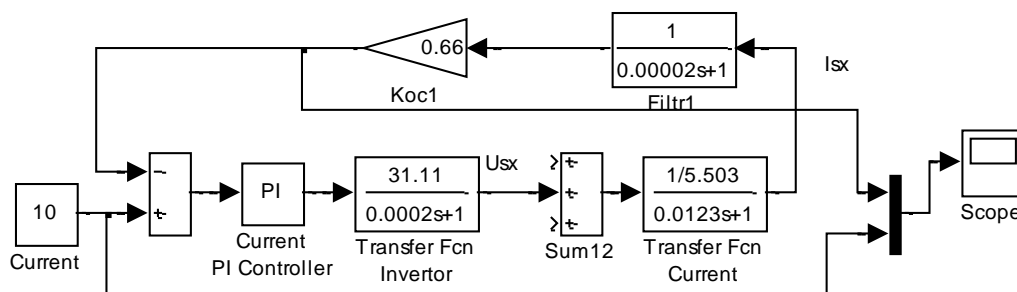


Рисунок 4.11 – Видоизменённая схема исследования контура тока

Результаты моделирования в машинных единицах (В) представлены на рисунке 4.12.

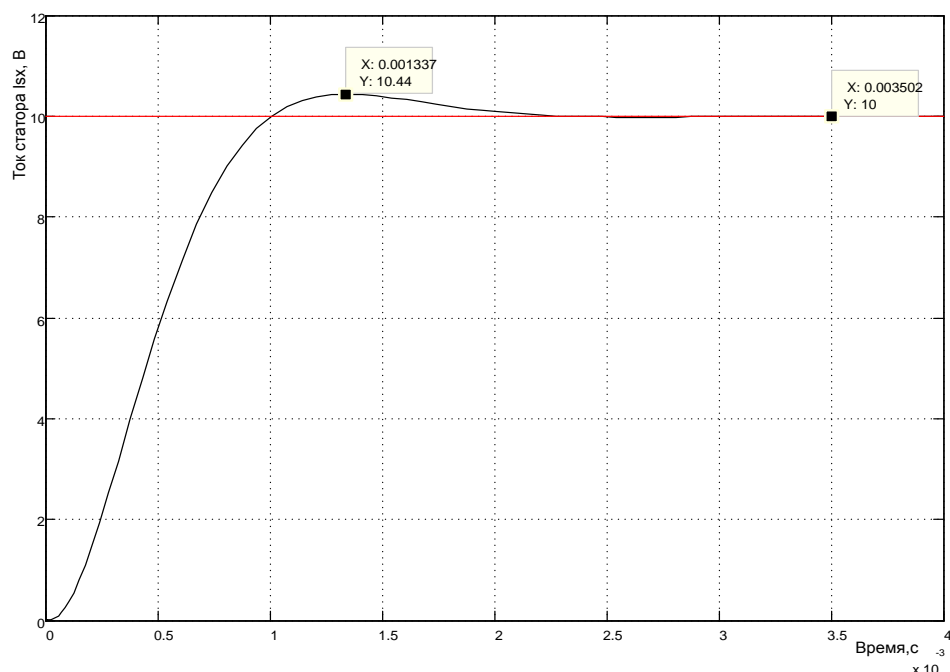


Рисунок 4.12 – Переходный процесс в контуре тока в (В)

Имеющиеся в Simulink инструменты обработки диаграмм позволяют с наименьшими затратами времени и с большой наглядностью получить нужные результаты. Например, по диаграмме на рисунке 4.12 после использования инструмента определения координаты нужной точки, располагаемой на расчётной кривой, следует, что перерегулирование составляет 4,4% при теоретическом значении [8] 4,3%. Строго говоря, на этот результат влияет фильтр. Этот результат свидетельствует о том, что расчёт параметров регулятора произведён правильно. Какие-то детальные исследования соответствия полученных результатов рекомендациям Кесслера не имеют смысла, если Вы убедились в правильности разработанного контура. Необходимые данные, если они требуются для дальнейшего проектирования, можно, например, брать из таблицы 2.2, приведённой в [8].

4.3.2 Исследование влияния насыщения регулятора, квантования сигнала токовой обратной связи по уровню и времени

Схема имитационной модели исследования в *Simulink* показана на рисунке 4.13.

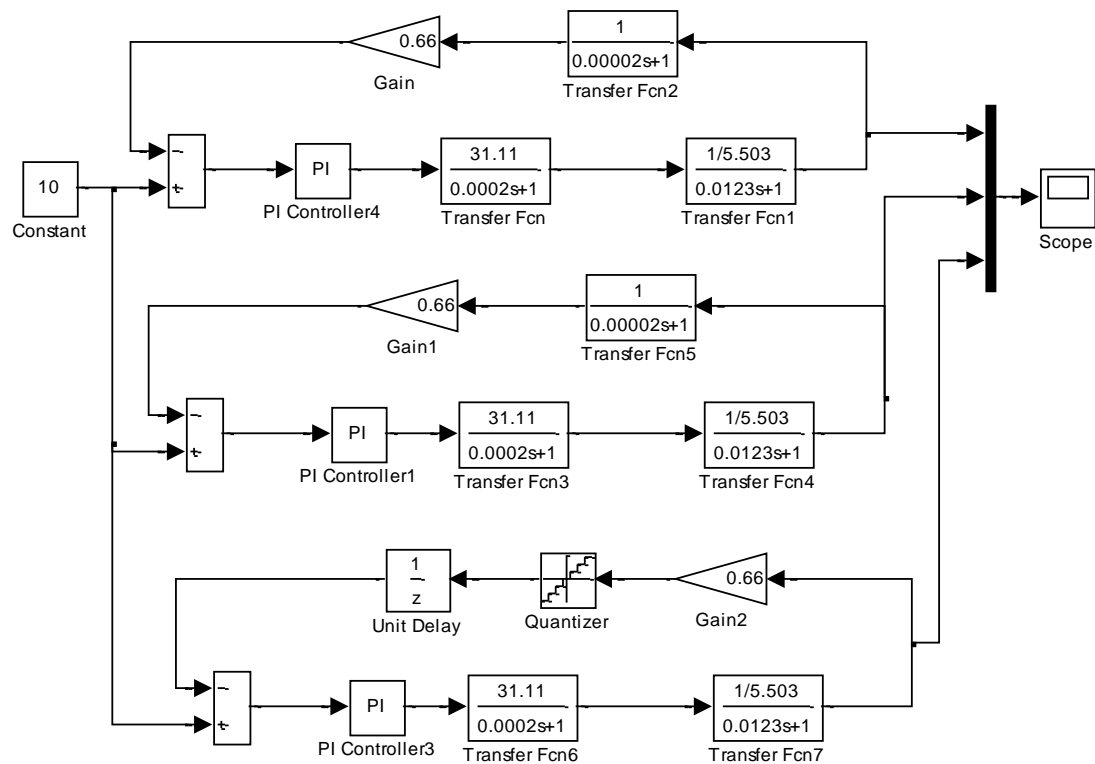


Рисунок 4.13 – Схема модели исследования влияния насыщения, квантования по уровню и времени (Fig4_13)

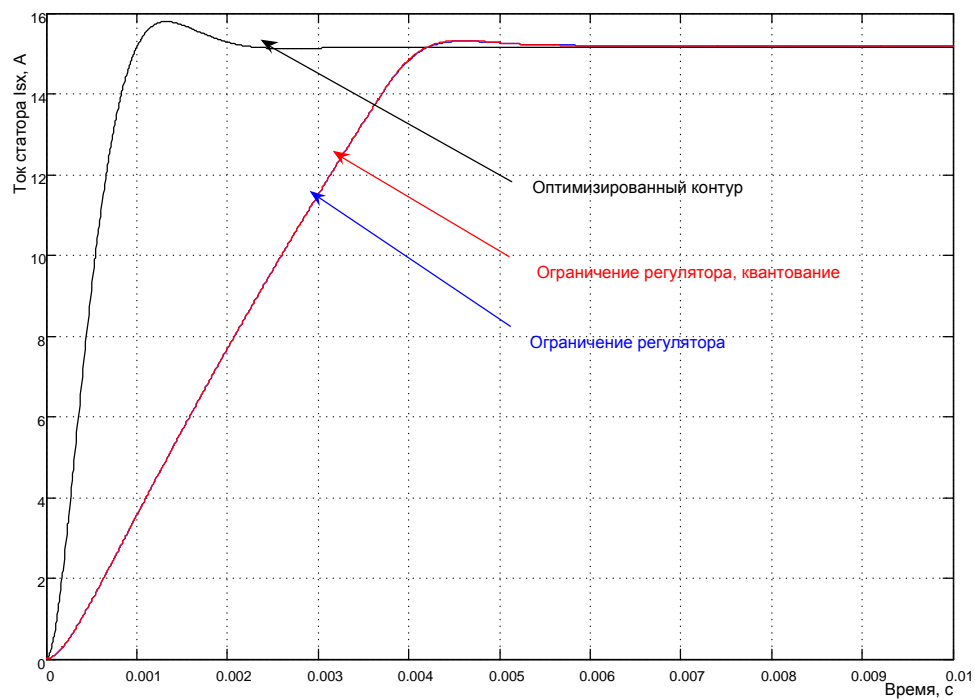


Рисунок 4.14 – Результаты исследования контура тока при максимальном сигнале управления

На диаграмме (рисунок 4.14) показаны результаты исследования влияния настройки некоторых параметров контура при максимальном задающем сигнале 10В.

Существенное влияние оказывает насыщение регулятора на уровне 10В. Так же, существенное влияние оказывает уровень ограничения выходного напряжения интегратора регулятора. Приемлемые результаты получены при выборе ограничения интегратора на уровне 3В (см. рисунок 4.15).

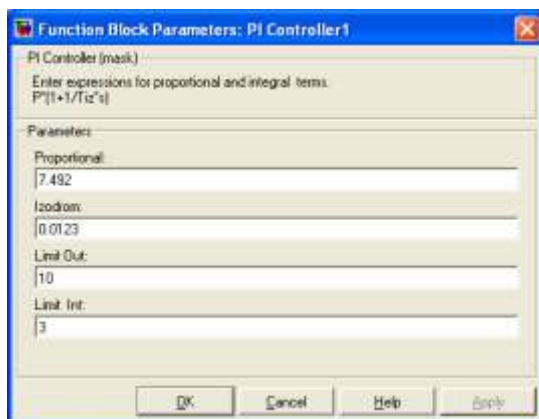


Рисунок 4.15 – Настройка уровня ограничения регулятора тока

Особого внимания заслуживает исследование влияния квантования сигнала обратной связи по уровню и времени. Исследование влияния квантованию по уровню даёт ответ на вопрос: с каким форматом слова по разрядности необходимо применить контроллер при цифровом управлении. При исследовании влияния квантования по времени совместно с задержкой управления на это время позволит оценить требуемое быстродействие требуемого контроллера для цифрового управления. Результаты моделирования приведены для настроек блоков *Quantizer* и *Unit Delay*, показанных на рисунке 4.16

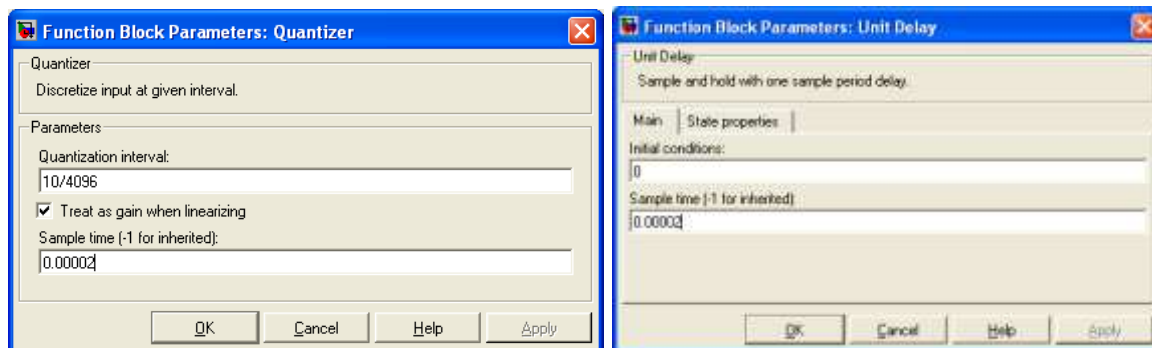


Рисунок 4.16 – Настройки блоков *Quantizer* и *Unit Delay*

Таким образом, цифровая управляющая система (контроллер) должна обеспечить с периодом в 20мкс подачу информации в цепь обратной связи через 12-разрядный ЦАП.

Исследуем реакцию контура на «малое» управление в виде сигнала 0,01В.

Результаты моделирования приведены на рисунке 4.17. Анализ показывает, что ограничение регулятора не влияет на реакцию контура, а квантование вносит погрешность в процесс управления. Это исследование позволяет сделать вывод о применении цифровых средств разрядностью не ниже 12. И эти выводы в значительной степени справедливы при проектировании электроприводов с диапазоном регулирования 1000 и выше.

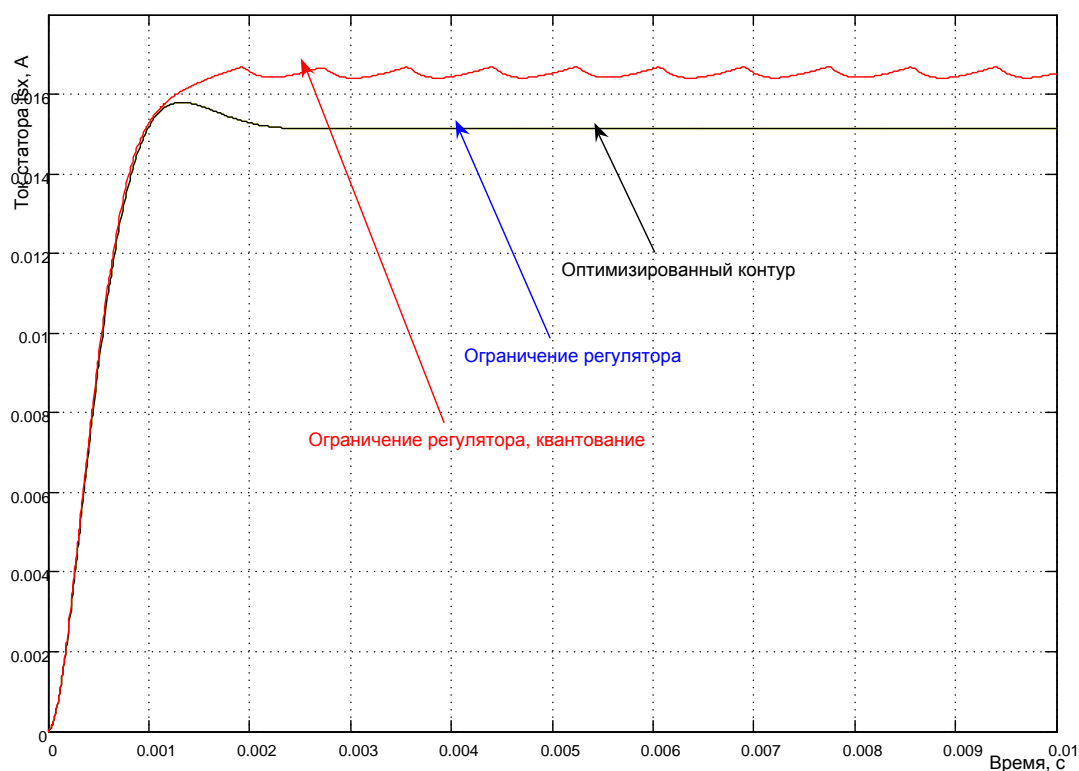


Рисунок 4.17 – Реакция контура тока на «малое» управление

Второй важный вывод состоит в том, что при «малом» управлении оптимальные свойства различных реализаций подтверждаются.

Третий вывод свидетельствует о том, что преобразователь частоты с такими свойствами реализовать невозможно, но на этом этапе проектирования решена задача определения параметров регулятора тока и сформирован некоторый эталон, к которому необходимо приближать практические реализации.

4.3.3 Исследование влияния реальных свойств преобразователя частоты на статические и динамические свойства контура тока

Проведём имитационные исследования контура тока с управлением преобразователем частоты по широтно-импульсному способу на несущей частоте и с релейным управлением с переменной частотой, близкой к несущей. Именно в этом состоит основной смысл имитационного моделирования, а не в проверке выводов, сделанных Кесслером.

На рисунке 4.18 показаны схемы моделей контура тока в трёх реализациях: с идеальным преобразователем частоты (эталон) – первый контур схемы модели; с управлением преобразователя по широтно-импульсному закону – второй контур; с релейным законом управления – третий контур.

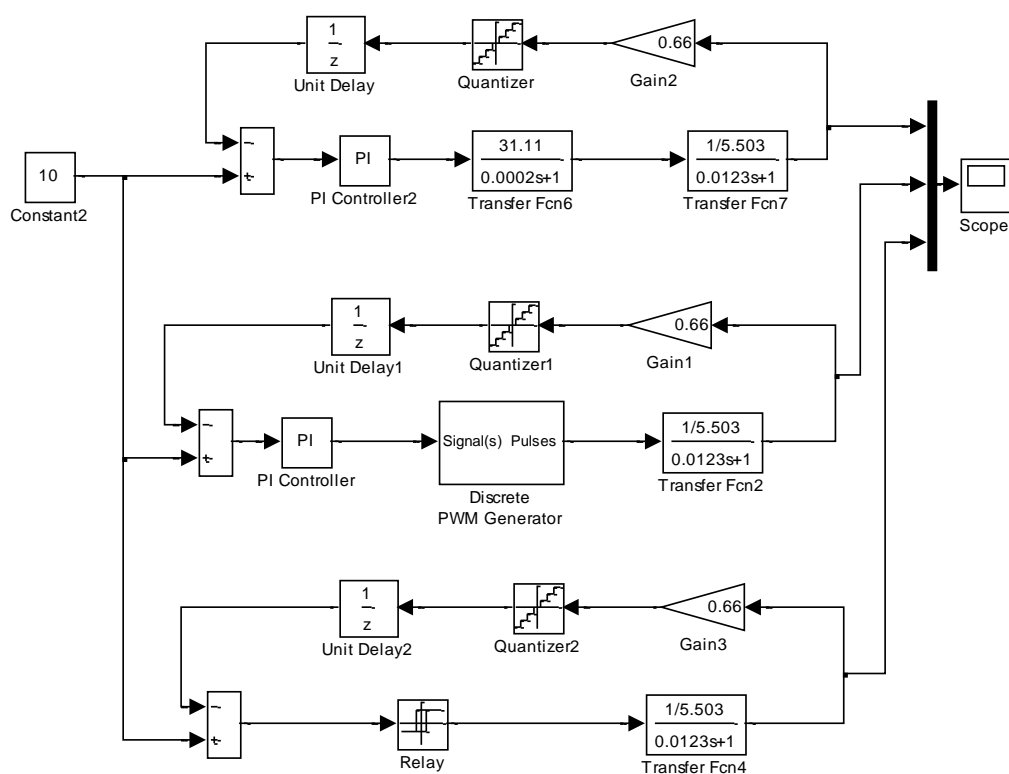


Рисунок 4.18 – Схемы моделей контура тока с различными реализациями преобразователя частоты (Fig4_18)

Цепи обратной связи всех контуров одинаковы, параметры регулятора тока соответствуют расчётным оптимальным значениям. Параметры регулятора при релейном управлении показаны на рисунке 4.19 и выбраны таким образом, что бы частота коммутации примерно соответствовала частоте несущей при широтно-импульсном управлении

2500Гц. Ширина гистерезиса принята $\pm 0,2\text{В}$ (при максимальном сигнале управления $\pm 10\text{В}$), выходной сигнал (сигнал преобразователя частоты) двухпозиционный $\pm 311,1\text{В}$.

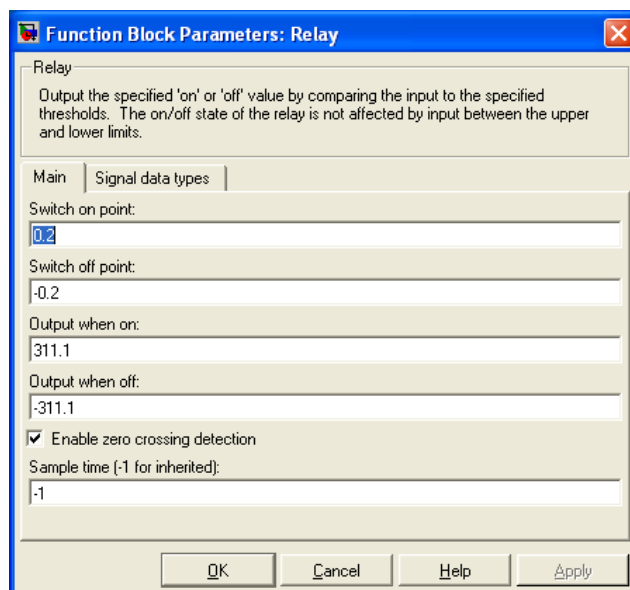


Рисунок 4.19 – Параметры двухпозиционного релейного регулятора

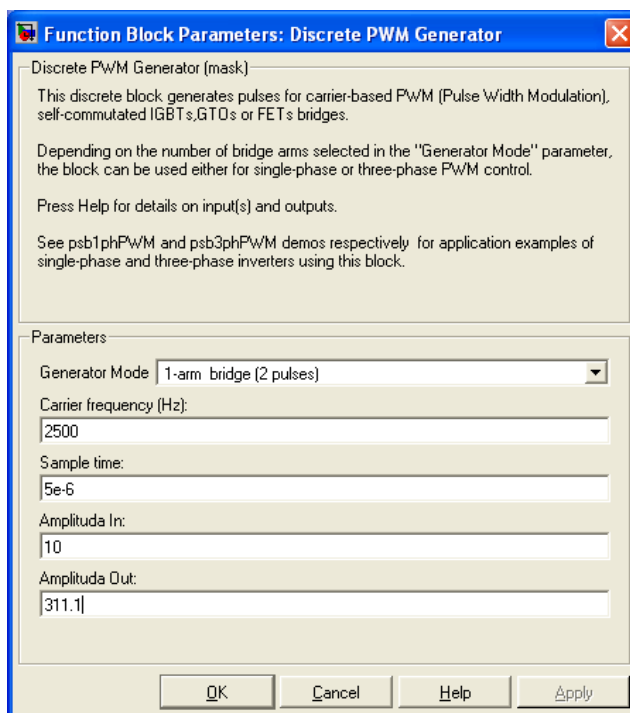


Рисунок 4.20 – Окно ввода параметров однофазного широтно-импульсного преобразователя

Для управления по широтно-импульсному закону используем блок из состава библиотеки *Simulink – Discrete PWM Generator* с некоторым изменением. Ввод параметров этого блока показан на рисунке 4.20. Выбираем управление однофазным мостом преобразователя, вводим значение несущей частоты преобразователя 2500Гц (при максимальной частоте выбранного типа преобразователя 3000Гц), рекомендуемый интервал моделирования этого блока 5e-6с оставляем без изменения.

Максимальная амплитуда входного сигнала $\pm 10\text{В}$, амплитуда выходных импульсов $\pm 311,1\text{В}$.

Результаты моделирования реакции каждого контура на входной сигнал 10 и 1В сведены для сравнения на одну диаграмму (рисунки 4.21, 4.22).

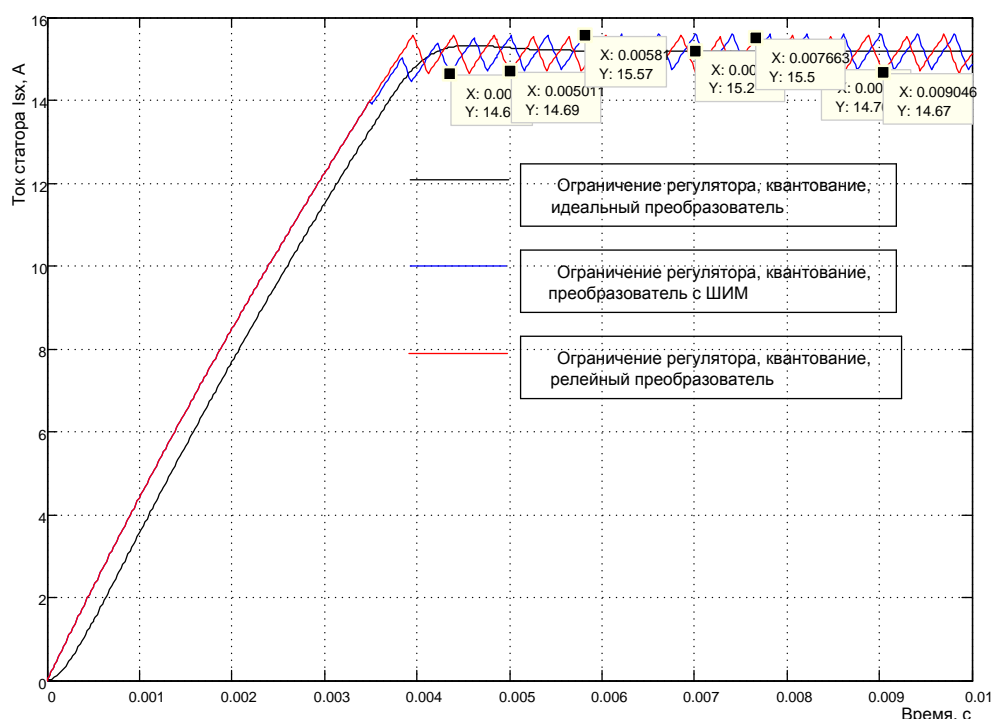


Рисунок 4.21 - Результаты моделирования реакции контура тока на входной сигнал 10В

Анализ полученных результатов моделирования позволяет утверждать, что контуры тока с реальными преобразователями выполнили поставленную задачу: на выходе сформирован ток со средним значением 15,2А. Амплитуда пульсаций не превышает 5% и составляет 0,7...0,8А, частота пульсаций с ШИМ – 2500Гц, для релейного управления чуть менее 2500Гц. При входном воздействии 1В регуляторы не насыщаются, быстродействие стало оптимальным, реальные преобразователи отработали оптимальное быстродействие и формально можно ут-

верждать, что с релейным преобразователем качество управления улучшилось (время переходного процесса уменьшилось и перерегулирование исчезло).

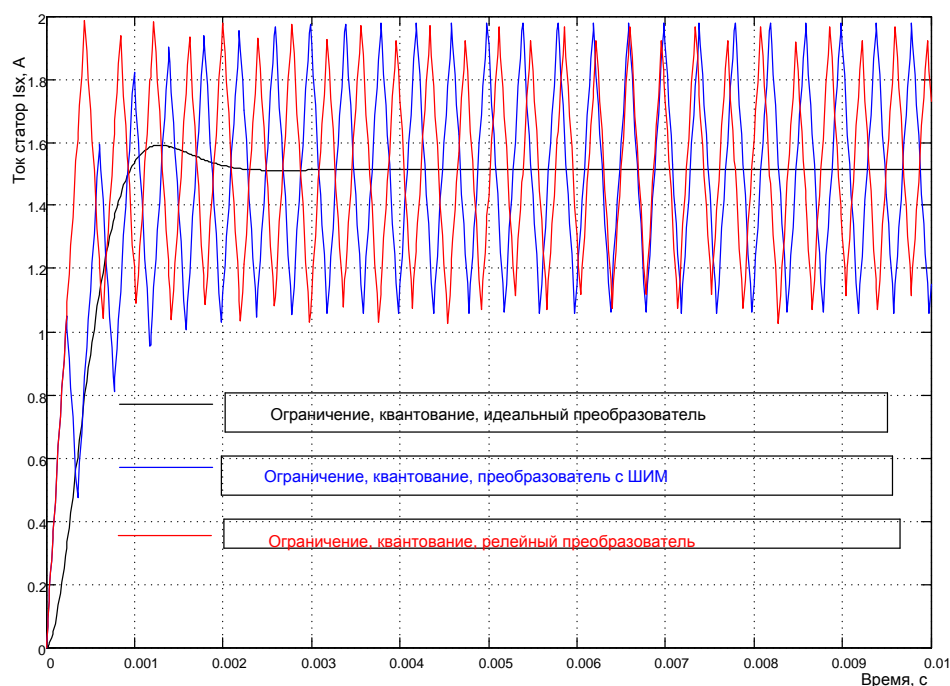


Рисунок 4.22 - Результаты моделирования реакции контура тока на входной сигнал 1В

Принимаем такую реализацию контура тока (с преобразователями) при проектировании контуров управления потоком и скоростью.

4.4 Оптимизация и имитационное исследование в Simulink контура потока

4.4.1 Расчёт параметров регулятора потока при идеальном источнике тока

Расчётная схема контура потока показана на рисунке 4.23.

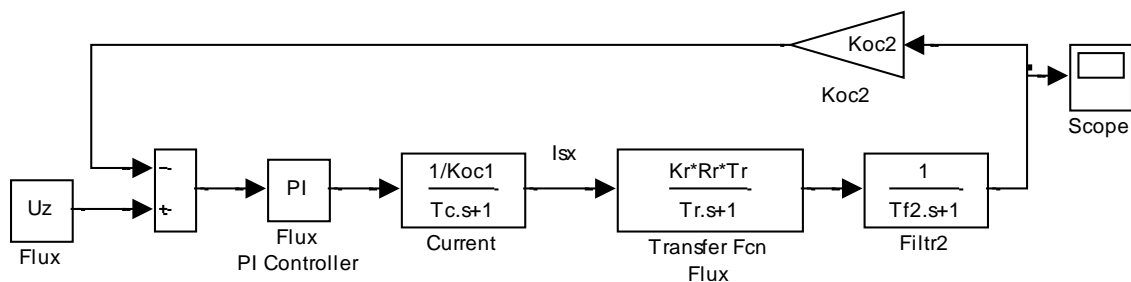


Рисунок 4.23 – Структурная схема контура потока

Контур содержит эквивалентный подчинённый контур тока с передаточной функцией:

$$W_{C(s)} = \frac{1/K_{oc1}}{T_C \cdot s + 1} = \frac{1/0,66}{0,00044 \cdot s + 1}, \quad (4.20)$$

где $T_C = a_k \cdot T_{\mu1} = 0,00044$ с – эквивалентная постоянная контура тока.

Передаточная функция блока потока:

$$W_{TFF(s)} = \frac{K_r \cdot R_r \cdot T_r}{T_r \cdot s + 1} = \frac{0,9344 \cdot 3,233 \cdot 0,165}{0,165s + 1}. \quad (4.21)$$

Передаточная функция фильтра *Filtr2*:

$$W_{F2(s)} = \frac{1}{T_{f2} \cdot s + 1} = \frac{1}{0,0002 \cdot s + 1}, \quad (4.22)$$

где $T_{f2} = 0,0002$ с – постоянная времени фильтра, которая соответствует периоду опроса данных о потоке 400 мкс.

Коэффициент обратной связи по потоку был вычислен ранее и равен:

$$K_{oc2} = 10. \quad (4.23)$$

Расчёт параметров регулятора потока произведём по модульному оптимуму [8]. Все необходимые условия выполнены.

При одной большой постоянной времени рекомендуется применение пропорционально-интегрального регулятора с передаточной функцией вида:

$$W_{pez(s)} = \kappa_{pez} \frac{T_{uz} \cdot s + 1}{T_{uz} \cdot s} = 17,07 \frac{0,165 \cdot s + 1}{0,165 \cdot s}, \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} \kappa_{pez} &= \frac{T_r \cdot K_{oc1}}{T_{\mu2} \cdot a_k \cdot K_r \cdot R_r \cdot T_r \cdot K_{oc2}} = \\ &= \frac{0,165 \cdot 0,66}{0,00064 \cdot 2 \cdot 0,9344 \cdot 3,233 \cdot 0,165 \cdot 10} = 17,07 \end{aligned}$$

где $T_r = T_{uz} = 0,165$ с – большая постоянная времени, равная времени изотропа T_{uz} ;

$T_{\mu 2} = T_C + T_{f2} = 0,00044 + 0,0002 = 0,00064 \text{ с}$ – эквивалентная малая постоянная времени контура потока;

$a_k = 2$ – коэффициент оптимизации.

Таким образом, рассчитав все параметры контура потока (4.20...4.24), разработаем модель в *Simulink*, представленную на рисунке 4.4.

Модель реализована на элементах библиотеки *Simulink*, за исключением регулятора потока *Flux PI Controller*, схема модели которого открывается по команде *Look Under Mask* и была показана на рисунке 4.8.

Параметры регулятора вносятся через диалоговое окно, открывающееся при двойном щелчке по изображению регулятора (рисунок 4.24).

Блок *Flux* задаёт поток ротора. Поток задаётся в виде напряжения. Для установленных параметров задающему напряжению в 10В соответствует поток ротора по оси x 1Вб. Номинальному значению потока соответствует задание 8В.

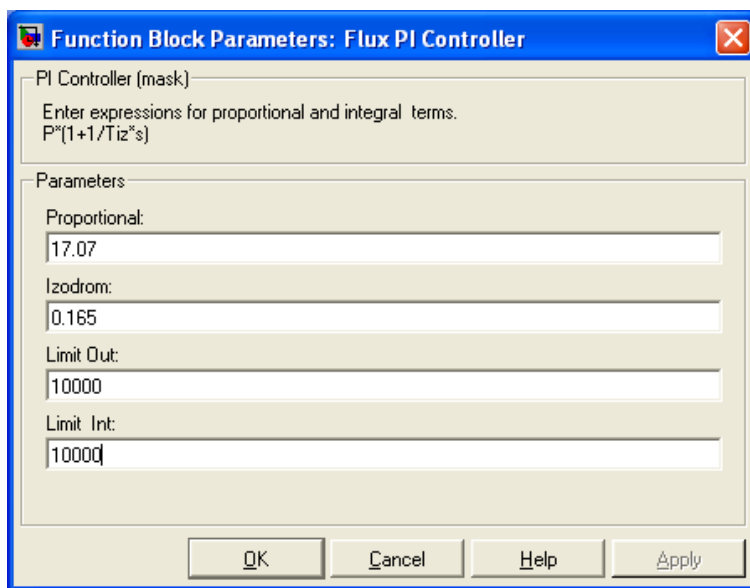


Рисунок 4.24 – Окно ввода параметров ПИ-регулятора потока

Проведём исследование спроектированного контура в линейном режиме без ограничения выходных напряжений регулятора. Для этого вызывается файл *Fig4_4* и осуществляется моделирование при задающем сигнале 8В (рисунок 4.25).

С целью упрощения процедуры обработки полученных результатов моделирования, можно представить переходный процесс в машинных

единицах (вольтах). Тогда схема эксперимента принимает вид, показанный на рисунке 4.26.

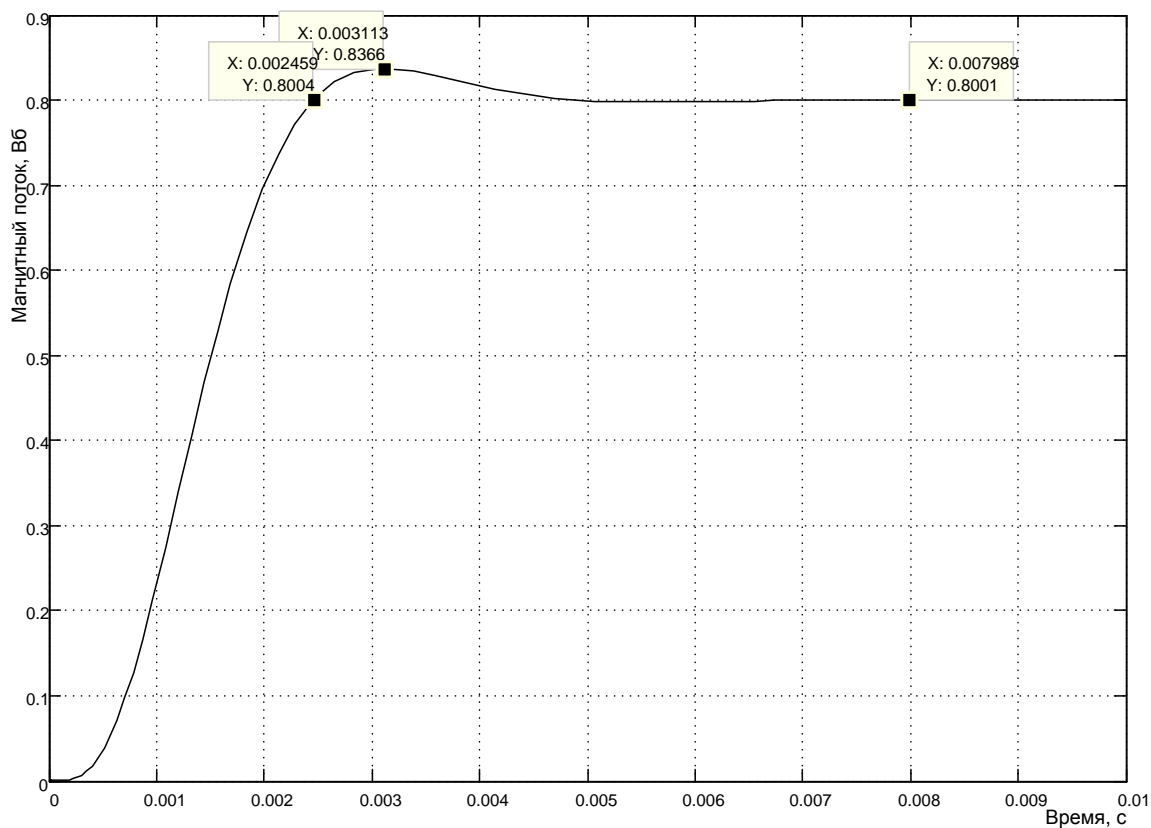


Рисунок 4.25 – Оптимизированный переходный процесс в контуре потока

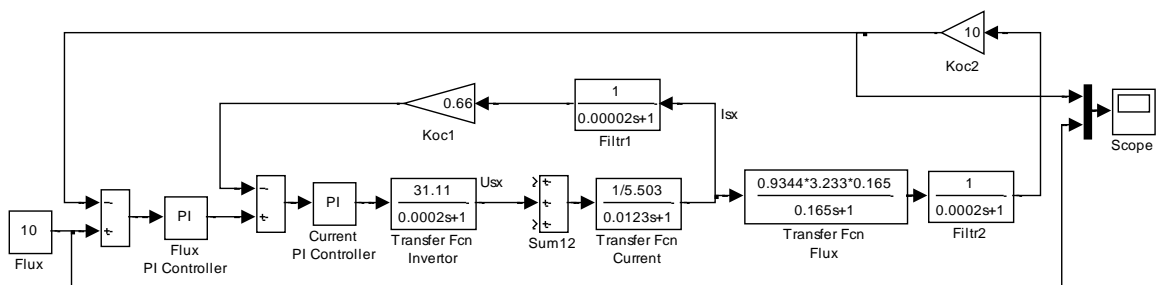


Рисунок 4.26 – Видоизменённая схема исследования контура потока

Результаты моделирования в машинных единицах (В) представлены на рисунке 4.27.

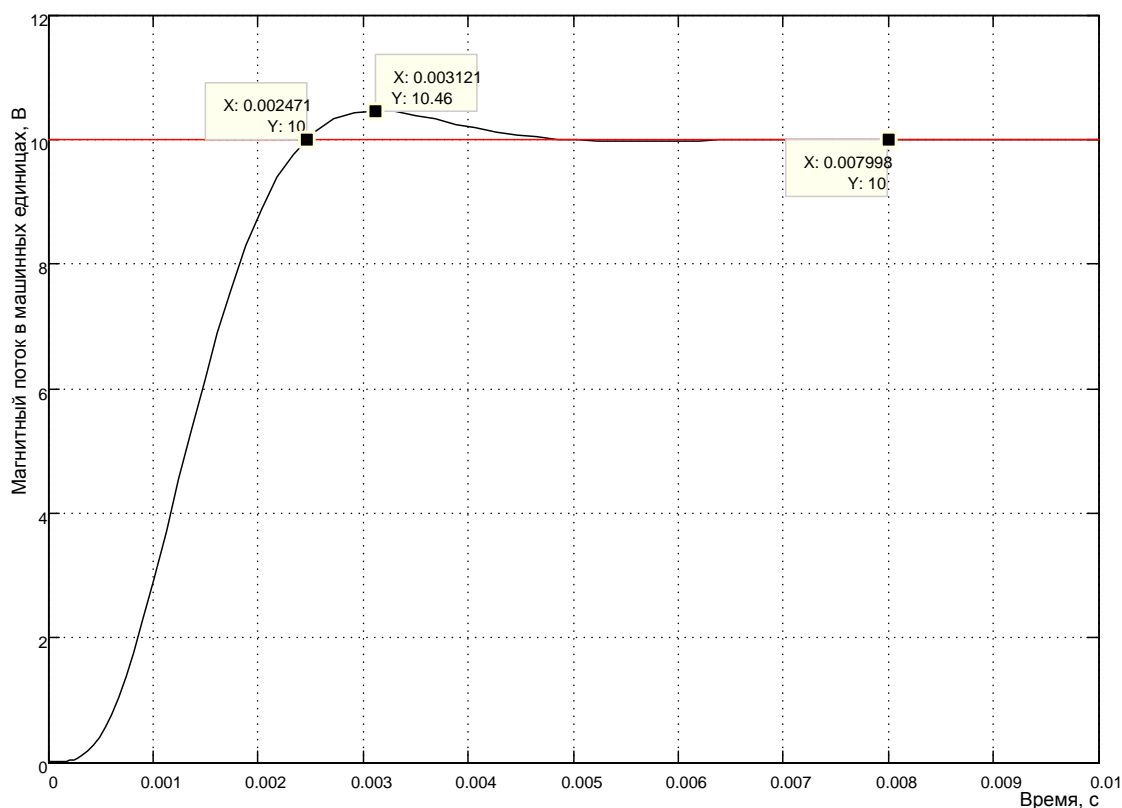


Рисунок 4.27 – Переходный процесс в контуре потока в (В)

4.4.2 Исследование влияния насыщения регулятора, квантования и задержки сигнала обратной связи, способа реализации источника тока

Схема имитационной модели исследования в *Simulink* показана на рисунке 4.28.

Особенностью данной схемы модели является включение всех вариаций контуров, подлежащих исследованию. Каждый контур имеет маркировку от 1 до 5. В первом контуре заблокировано насыщение регуляторов потока и тока, источник тока идеальный, квантование и задержка сигналов обратных связей отсутствуют. Исследуем влияние насыщения регуляторов тока и потока на динамические характеристики контура потока. Для этого, во втором контуре введём ограничение регуляторов. На осциллограф подключим выходные сигналы первого и второго контуров.

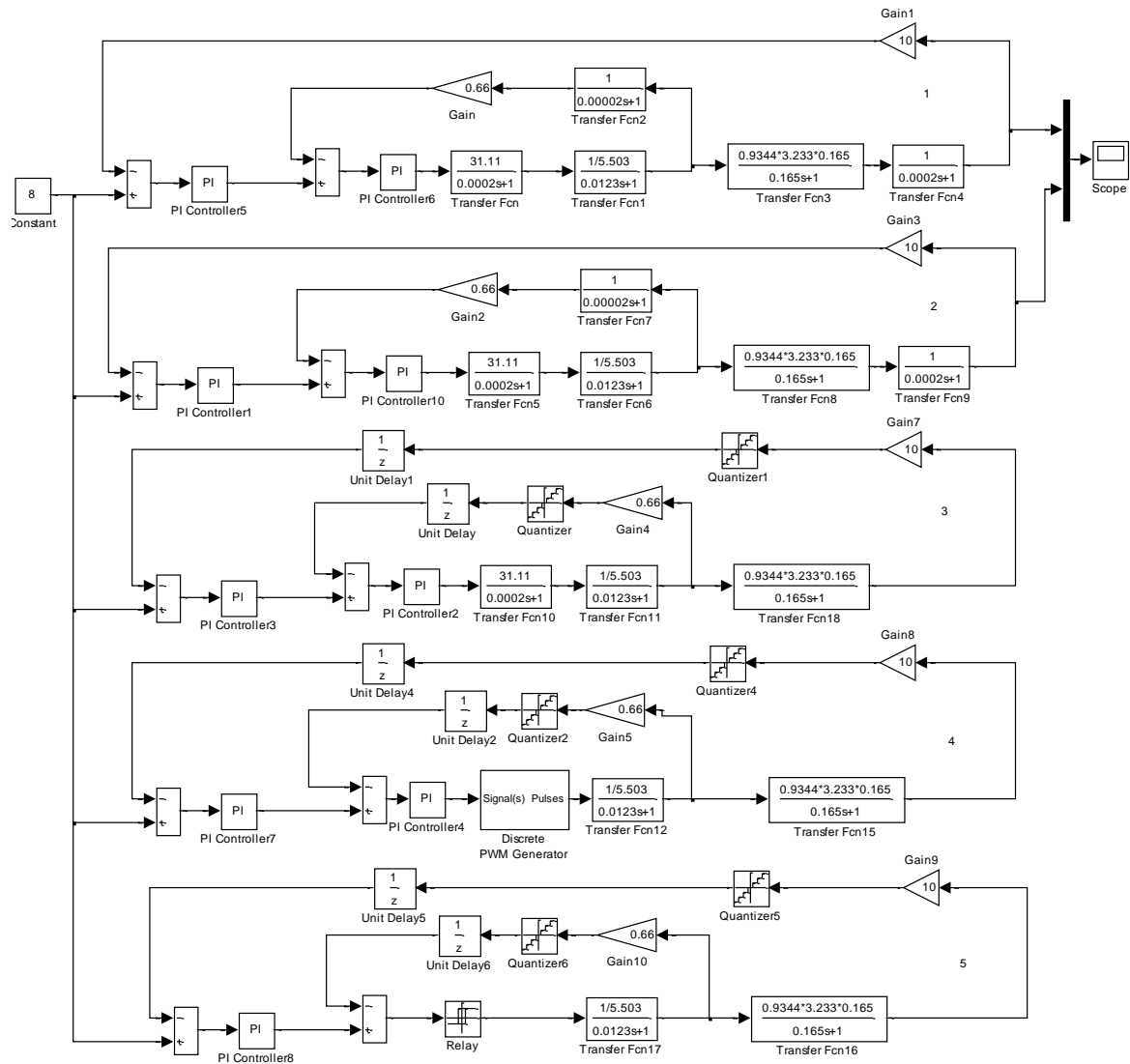


Рисунок 4.28 – Схема модели исследования влияния насыщения, квантования и способа реализации источника тока (Fig4_28)

Результат моделирования продемонстрирован на рисунке 4.29.

Результаты моделирования показывают, что время переходного процесса увеличилось относительно оптимального в 5 раз. На этом этапе исследования была определена настройка ограничения интегратора регулятора потока, которая составила величину в 1В (см. рисунок 4.30).

Настройка ограничения интегратора регулятора тока осталась прежней, полученной при проведённых исследованиях контура тока.

В дальнейших исследованиях будем сравнивать показатели работы контура 2 (эталон) с аналогичными показателями работы 3, 4 и 5-го контуров. Основанием для этого является факт, что магнитный поток

задаётся номинального значения и только в отдельных случаях ослабляется (уменьшается).

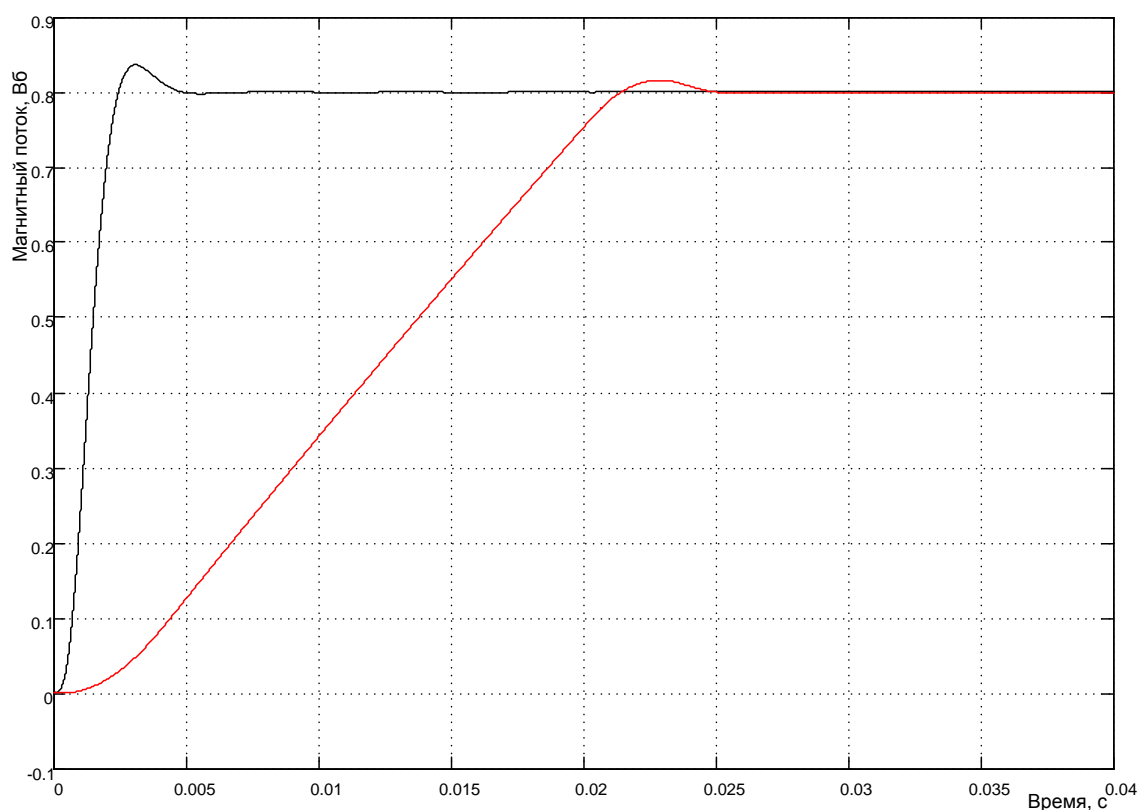


Рисунок 4.29 – Влияние насыщения регуляторов тока и потока

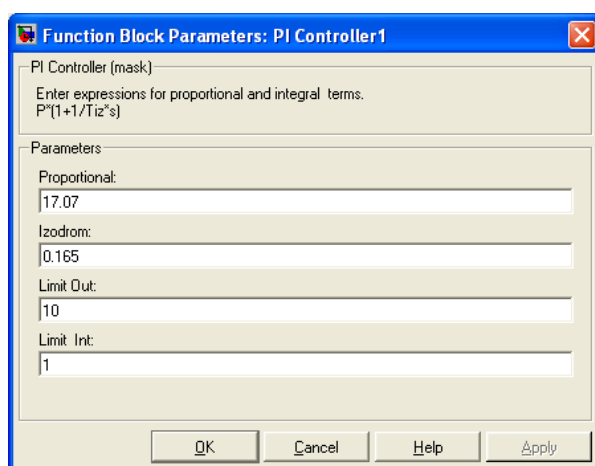


Рисунок 4.30 – Окно ввода параметров регулятора потока

В 3-ем контуре введены насыщения регуляторов, квантование и запаздывание сигналов обратных связей по току и магнитному потоку.

Источник тока остался идеальным. Результаты сравнения динамических характеристик 2-го и 3-го контуров показаны на рисунке 4.31.

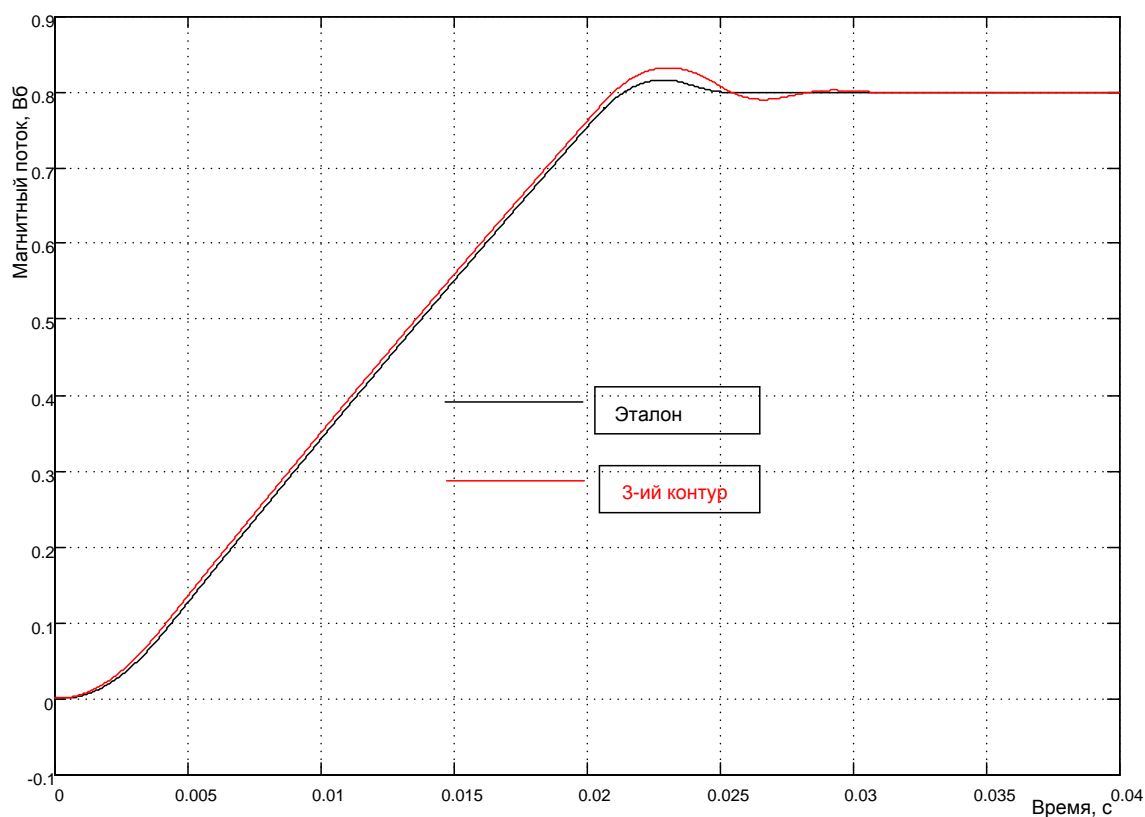


Рисунок 4.31 – Динамические характеристики 2-го и 3-го контуров

Настройка цепи обратной связи по потоку: запаздывание 0,0004с, параметр квантования по уровню 10/1024В. Это свидетельствует о том, что если период подготовки данных по потоку не превышает 400мкс и применён ЦАП 10-ти разрядный, то динамические свойства контура потока характеризуются красной кривой (рисунок 4.31). Сравнение доказывает возможность использования указанных параметров цепи обратной связи по потоку: перерегулирование и показатель колебательности существенно не увеличились. При этом следует иметь в виду, что обратная связь в контуре тока квантована по уровню и содержит элемент запаздывания.

И, наконец, произведём оценку степени влияния реализации источника тока (рисунок 4.32). Контур 4 реализован на преобразователе с широтно-импульсным управлением, а контур 5 – с релейным управлением. Уточним, что в этом эксперименте учтены все факторы: насыщение регуляторов, квантование и запаздывание сигналов обратных связей и практическая реализация источника тока.

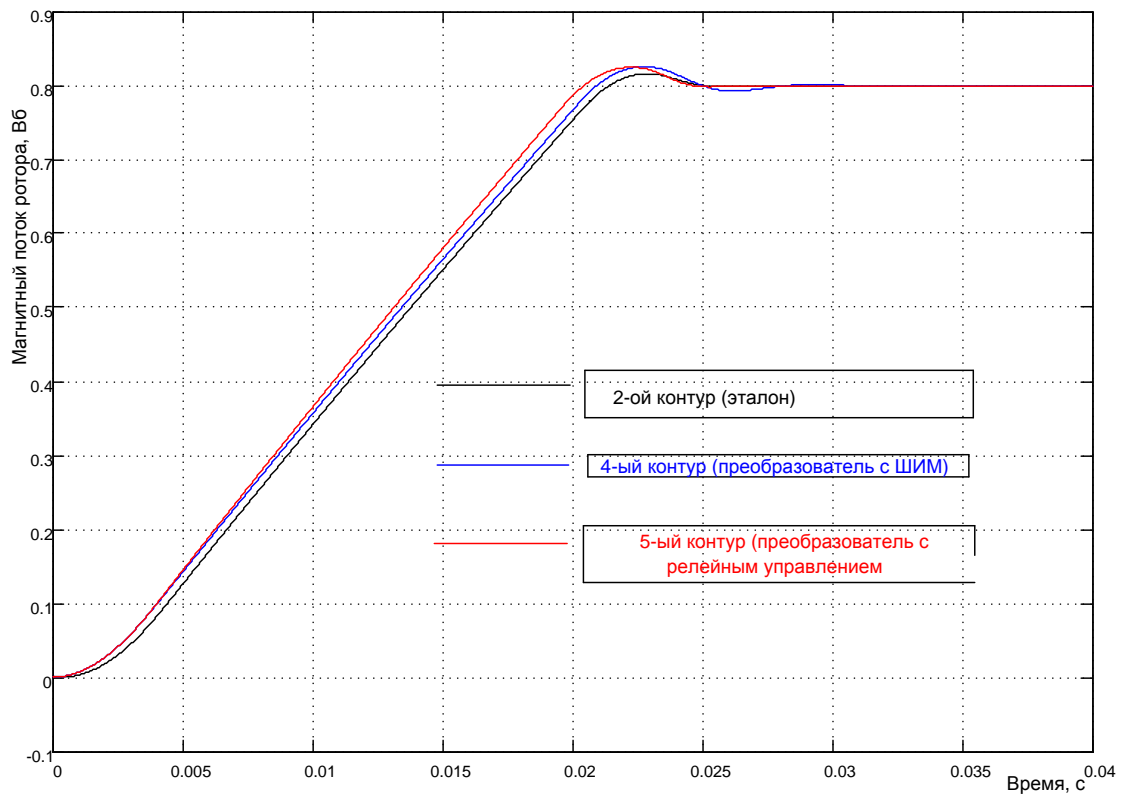


Рисунок 4.32 – Оценка степени влияния реализации источника тока

Анализ полученных результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы:

- основное влияние производит насыщение регуляторов, и как следствие ограничение величины максимального напряжения источника тока. Время переходного процесса возрастает примерно в 5 раз относительно оптимального;
- необходимо тщательно подобрать настройку ограничения интеграторов регуляторов. Иначе, качество переходного процесса в контуре потока может оказаться неудовлетворительным;
- при выбранных параметрах цепей обратных связей по току и по потоку существенного влияния на динамические характеристики контура потока не произведено. Но при этом может оказаться, что практически реализовать выбранные параметры либо сложно, либо невозможно;
- пульсации потока отсутствуют, так как постоянная времени обмотки возбуждения (цепи создания потока по оси x) имеет большое значение 0,165с и на несущей частоте 2500Гц пульсации потока не проявляются;
- для дальнейшего проектирования за основу принимаем 4 и 5-ый контур потока с выбранными параметрами.

4.5 Оптимизация и имитационное исследование в Simulink контура скорости

4.5.1 Расчёт параметров регулятора скорости при идеальном источнике тока

Структурная схема контура скорости показана на рисунке 4.33.

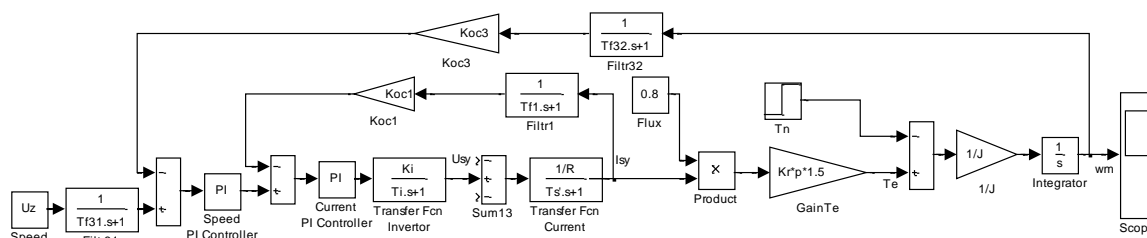


Рисунок 4.33 – Структурная схема контура скорости

Схема включает:

- контур тока с регулятором тока *Current PI Controller*, передаточной функцией инвертора *Transfer Fcn Invertor*, узлом ввода возмущений *Sum13*, цепью тока *Transfer Fcn Current* и цепью обратной связи по току;
- контур скорости с регулятором скорости *Speed PI Controller*, схемой формирования момента *Te* (блок *Flux*, блок умножения *Product*, усилитель *Gain Te*), двигателем (Integrator и усилителем $1/J$).

Контур тока был оптимизирован в подразделе 4.3, с учётом этого расчётная схема контура скорости приняла вид, показанный на рисунке 4.34.

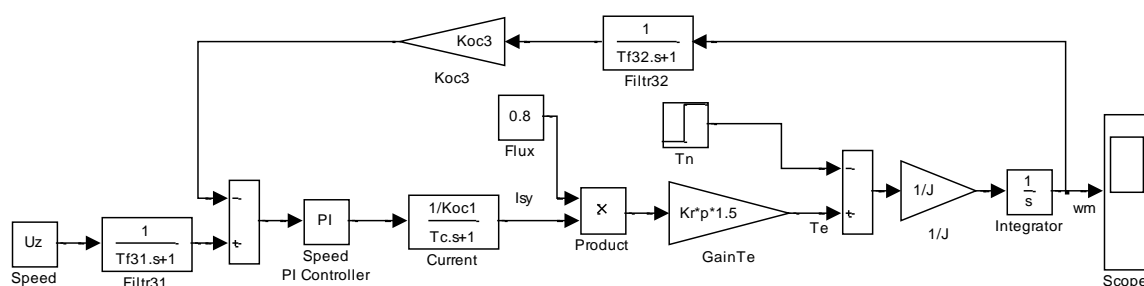


Рисунок 4.34 – Расчётная схема контура скорости

Контур содержит эквивалентный подчинённый контур тока с передаточной функцией:

$$W_{C(s)} = \frac{1/K_{oc1}}{T_C \cdot s + 1} = \frac{1/0,66}{0,00044 \cdot s + 1}, \quad (4.25)$$

где $T_C = a_k \cdot T_{\mu 1} = 0,00044$ с - эквивалентная постоянная контура тока.

Магнитный поток представлен номинальным значением 0,8Вб.

Коэффициент усиления блока момента:

$$K_{Te} = \Psi_{Rx} \cdot K_r \cdot p \cdot 1,5 = 0,8 \cdot 0,9344 \cdot 3 \cdot 1,5 = 3,3638. \quad (4.26)$$

Максимальный момент двигателя:

$$T_{e \max} = K_{Te} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{s \max} = 3,3638 \cdot \sqrt{2} \cdot 10,7 = 50,9 \text{ Нм}$$

Передаточная функция фильтра *Filtr32*:

$$W_{F32(s)} = \frac{1}{T_{f32} \cdot s + 1} = \frac{1}{0,0002 \cdot s + 1}, \quad (4.27)$$

где $T_{f32} = 0,0002$ с - постоянная времени фильтра, которая соответствует периоду опроса данных о частоте вращения 400мкс.

Двигатель представлен интегрирующим звеном с постоянной времени $T_{Int} = 1$ с и коэффициентом усиления

$$K_{Int} = 1/J = 1/0,008 = 125. \quad (4.28)$$

Коэффициент обратной связи по скорости был вычислен ранее и равен:

$$K_{oc3} = 10/100. \quad (4.29)$$

Расчёт параметров регулятора скорости произведём по симметричному оптимуму [8]. Все необходимые условия выполнены.

Рекомендуется применение пропорционально-интегрального регулятора с передаточной функцией вида:

$$W_{pez(s)} = \kappa_{pez} \frac{T_{uz} \cdot s + 1}{T_{uz} \cdot s} = 12,26 \frac{0,00256 \cdot s + 1}{0,00256 \cdot s}, \quad (4.30)$$

где $\kappa_{pez} = \frac{T_{Int} \cdot K_{oc1} \cdot J}{T_{\mu 3} \cdot a_k \cdot K_{Te} \cdot K_{oc3}} = \frac{1 \cdot 0,66 \cdot 0,008}{0,00064 \cdot 2 \cdot 3,3638 \cdot 0,1} = 12,26;$

$T_{\mu 3} = T_C + T_{f32} = 0,00044 + 0,0002 = 0,00064 \text{ с}$ – малая постоянная времени контура скорости;

$T_{uz} = a_k \cdot b_k \cdot T_{\mu 3} = 2 \cdot 2 \cdot 0,00064 = 0,00256 \text{ с}$ – эквивалентная постоянная времени оптимизированного контура скорости, время изодрома регулятора;

$a_k = b_k = 2$ – коэффициенты оптимизации.

Переходные процессы в оптимизированном по симметричному оптимуму контуре характеризуются большим перерегулированием и колебательностью, причиной которых является форсирующее звено в числителе передаточной функции регулятора. Компенсация форсирующего эффекта достигается установкой в канале задания инерционного звена (фильтра) *Filtr31* с передаточной функцией

$$W_{F31(s)} = \frac{1}{T_{uz} \cdot s + 1} = \frac{1}{0,00256 \cdot s + 1}. \quad (4.31)$$

Таким образом, рассчитав все параметры контура скорости (4.25...4.31), разработаем модель в *Simulink*, представленную на рисунке 4.5.

Модель реализована на элементах библиотеки *Simulink*, за исключением регулятора скорости *Speed PI Controller*, схема модели которого открывается по команде *Look Under Mask* и была показана на рисунке 4.8.

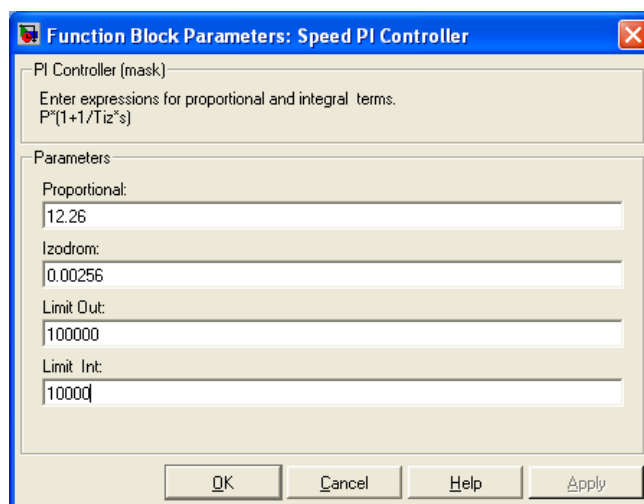


Рисунок 4.35 – Окно ввода параметров ПИ-регулятора скорости

Параметры регулятора вносятся через диалоговое окно, открывающееся при двойном щелчке по изображению регулятора (рисунок 4.35).

Блок *Speed* задаёт частоту вращения ротора. Частота вращения задаётся в виде напряжения. Для установленных параметров задающему напряжению в 10В соответствует частота вращения ротора 100 1/с.

На рисунке 4.36 представлена модель контура, повторенного дважды.

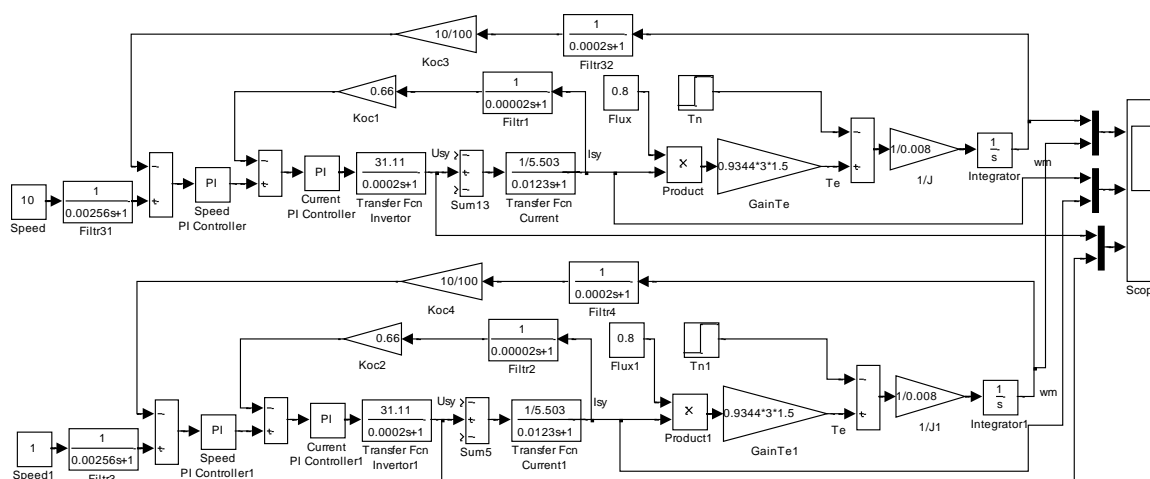


Рисунок 4.36 – Схема модели оптимизированного контура скорости с идеальным источником тока (Fig4_36)

Это сделано для построения кривых переходного режима для двух разных значений задающего напряжения. Напомним, что на регулятор скорости не наложены ограничения, источник тока (инвертор) идеальный, поэтому должен формироваться оптимальный режим управления (см. рисунок 4.37).

Исследование проведено для двух задающих напряжения: 10 и 1В. Показатели переходных процессов близки к оптимальному, соответствующие расчёты можно выполнить. Обратим внимание на реакцию источника тока (инвертора) при осуществлении оптимального управления. Напомним, что при расчёте параметров регулятора скорости было принято допущение о идеальности источника тока. Что это значит?

При управлении в «большом» (подача на вход 10В) двигатель запускается с оптимальными параметрами на частоту вращения 100 1/с. Для этого должен источник тока создать во времени максимальное напряжение 4689В и ток в нагрузке 86,48А. В действительности максимальное выходное напряжение инвертора 311,1В и предельный ток статора 15,13А. Следовательно, реально при управлении в «большом» оптимального быстродействия не достичь.

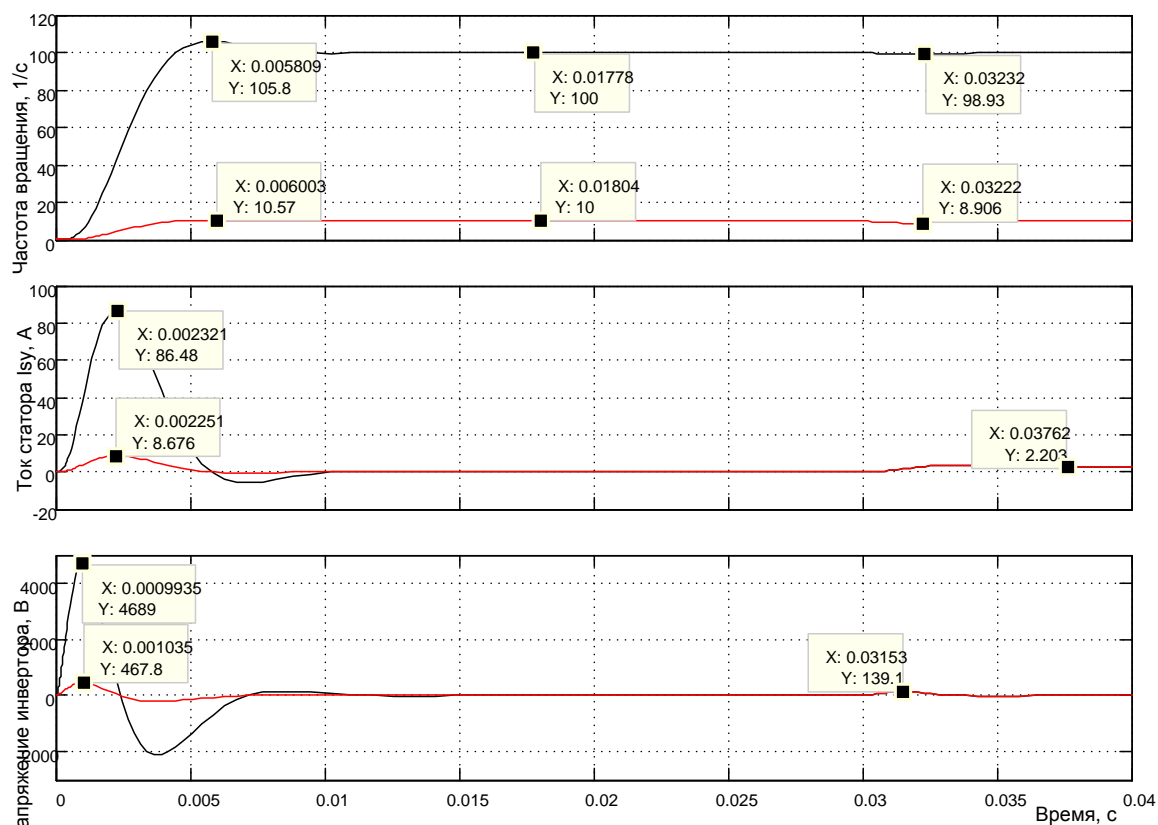


Рисунок 4.37 – Оптимизированный переходный процесс в контуре скорости при управлении по входу 10 и $1B$

При подаче на вход задающего напряжения $1B$ ситуация с выходными параметрами источника тока ближе к реальной (см. кривые переходного режима красного цвета на рисунке 4.37) и действительно параметры переходного режима приближаются к оптимальным.

В модели на рисунке 4.36 пуск выполняется без нагрузки, в момент времени $0,03с$ к валу двигателя прикладывается момент сопротивления номинального значения. Провал скорости на $1,1$ 1/с полностью устраняется за время, менее $0,005с$. Пропорционально-интегральный регулятор скорости выполнил своё назначение.

4.5.2 Исследование влияния насыщения регуляторов, квантования и запаздывания сигнала обратной связи

На рисунке 4.38 показана схема модели, состоящая из трёх контуров скорости с различными настройками: первый контур оптимизированный – идеальный, регуляторы тока и скорости не ограничены; второй контур с ограничениями регуляторов; третий – с ограничением регуляторов, с квантованием и задержкой (запаздыванием) сигналов обратной связи по току и частоте вращения.

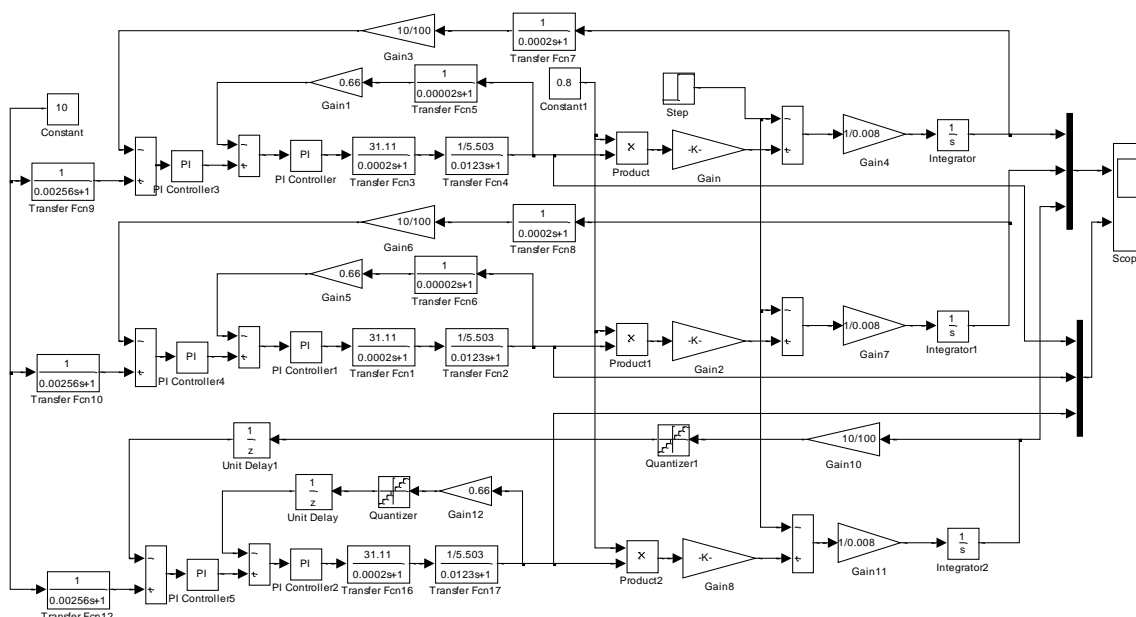


Рисунок 4.38 – Схема модели контура скорости с тремя настройками (Fig4_38)

Результаты моделирования представлены на рисунке 4.39.

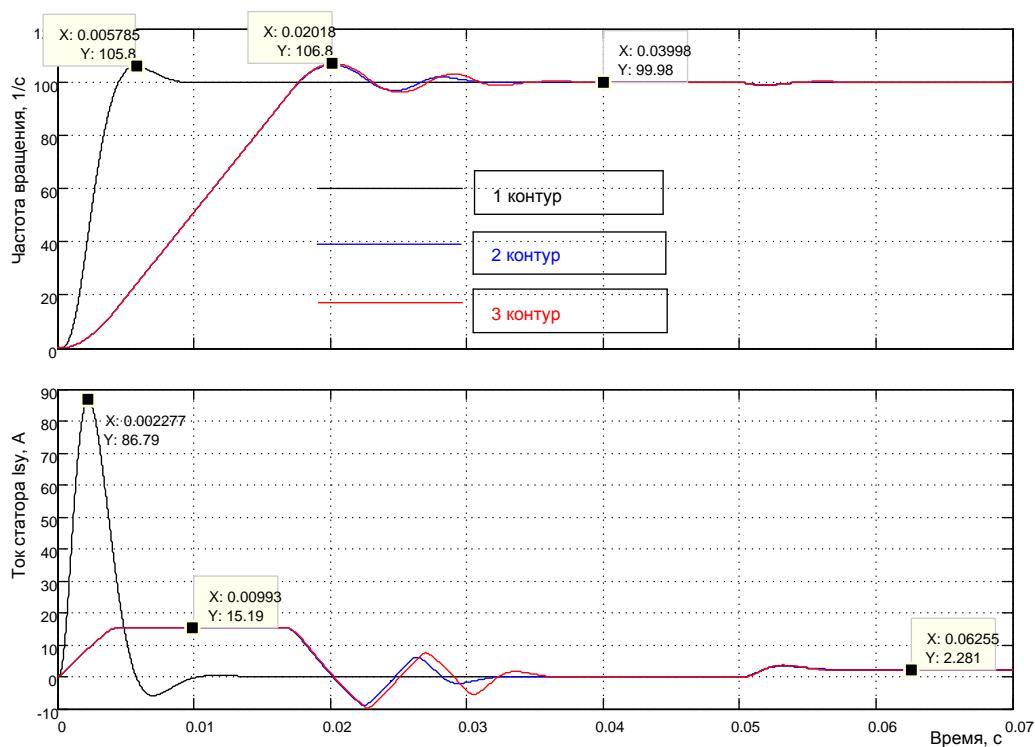


Рисунок 4.39 – Результаты моделирования контура скорости при ограничении регуляторов тока и скорости (2 контур), квантования и запаздывании сигналов обратных связей (3 контур)

На рисунке 4.39 продемонстрированы две диаграммы: частоты вращения и тока двигателя. Напомним, что переходные процессы протекают в подвижной (синхронной) системе координат. Введение ограничения регуляторов (и тока, и скорости) привело к ограничению тока и напряжения источника питания до реальных границ, что привело к снижению быстродействия контура примерно в три раза. Запуск двигателя осуществлялся без нагрузки. Наброс нагрузки произведён в момент времени 0,05с. Анализ результатов моделирования переходных режимов во втором и третьем контурах позволяют сделать вывод о незначительном влиянии выбранных параметров цепи обратной связи по частоте вращения. Уровень квантования соответствует использованию двенадцатиразрядного ЦАП, период подготовки данных о частоте вращения (запаздывание) соответствует значению 200 мкс (см. рисунок 4.40). Эта информация необходима для выбора типа контроллера, осуществляющего подготовку информации в цепи обратной связи по частоте вращения.

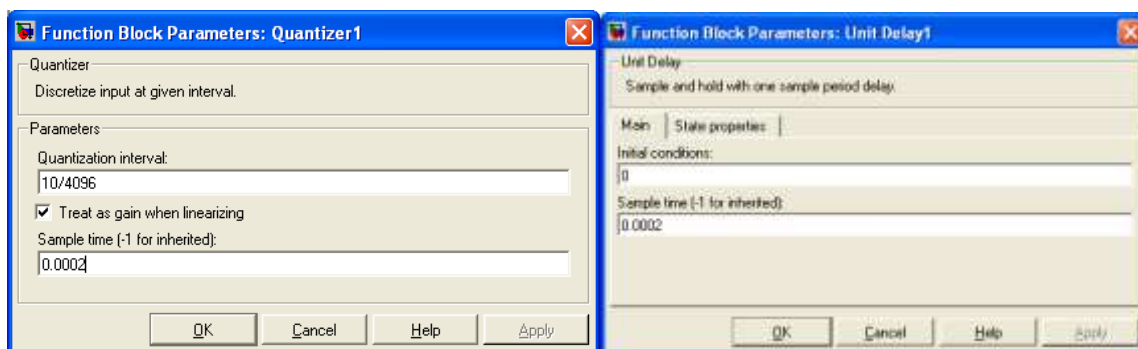


Рисунок 4.40 – Параметры цепи обратной связи по частоте вращения

Исследуем поведение контуров при подаче на вход задающего сигнала в 0,01В (см. рисунок 4.41). Это исследование позволяет в принципе ответить на вопрос: способна ли спроектированная структура обеспечить работу электропривода в диапазоне регулирования 1000?

Переходные характеристики 1 и 2 контуров не отличаются друг от друга и представлены на рисунке синим цветом. Переходная характеристика 3 контура показана красным цветом. Анализ результатов исследования приводит к следующим выводам:

- регуляторы не насыщаются и все контуры соответствуют оптимальным настройкам;
- задание уверенно и достоверно отработано (сформирована на выходе в среднем частота вращения 0,1 1/с);

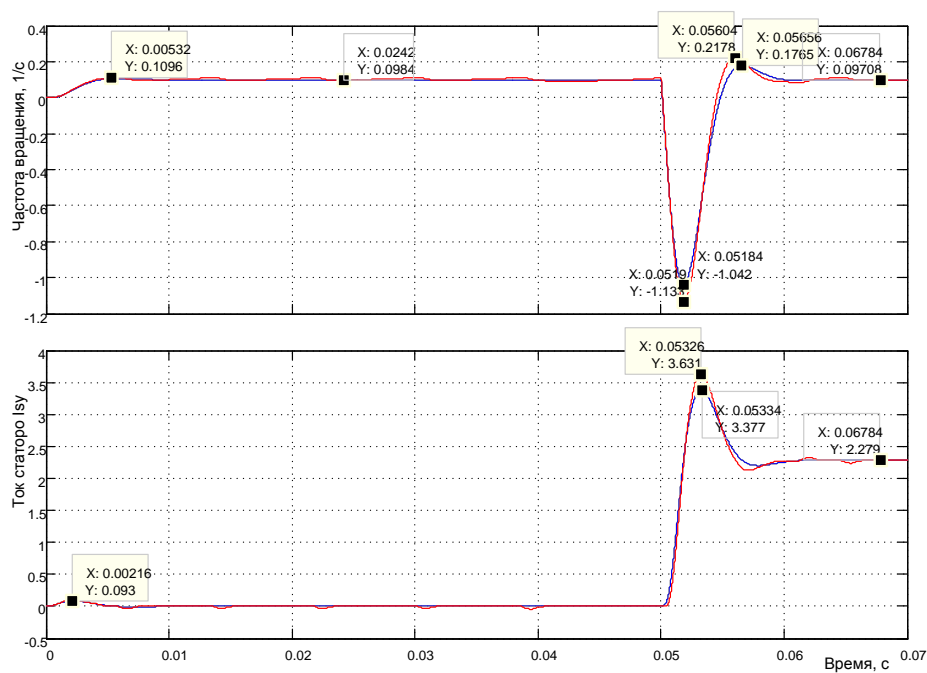


Рисунок 4.41 – Реакция контура скорости на управление 0,01В

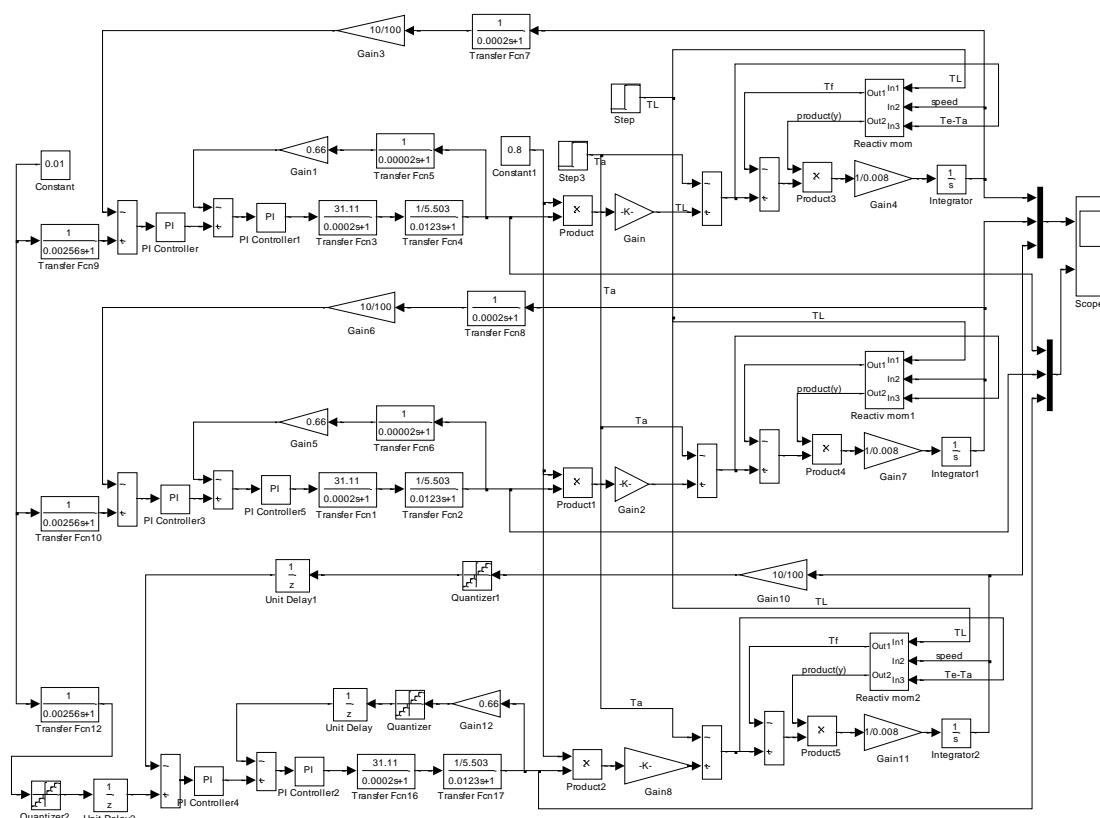


Рисунок 4.42 – Схема модели, учитывающая действие любого момента сопротивления: активного и реактивного (Fig4_42)

- возмущение в виде номинальной активной нагрузки приводит к уменьшению частоты вращения до отрицательного значения, так как момент нагрузки активный. Частота вращения за счёт действия *ПИ*-регулятора скорости восстанавливается на заданном уровне;
- запаздывание и квантование сигнала обратной связи по частоте вращения начинает проявляться, но существенного влияния не оказывает. Будем считать, что эти параметры цепи обратной связи по частоте вращения могут быть приняты за основу.

Введём в *Fig4_38* моделирование реактивного момента сопротивления. Схема усложнённой модели представлена на рисунке 4.42.

Исследуем пуск на малую частоту вращения без нагрузки с последующим наложением нагрузки реактивного характера T_L (см. рисунок 4.43).

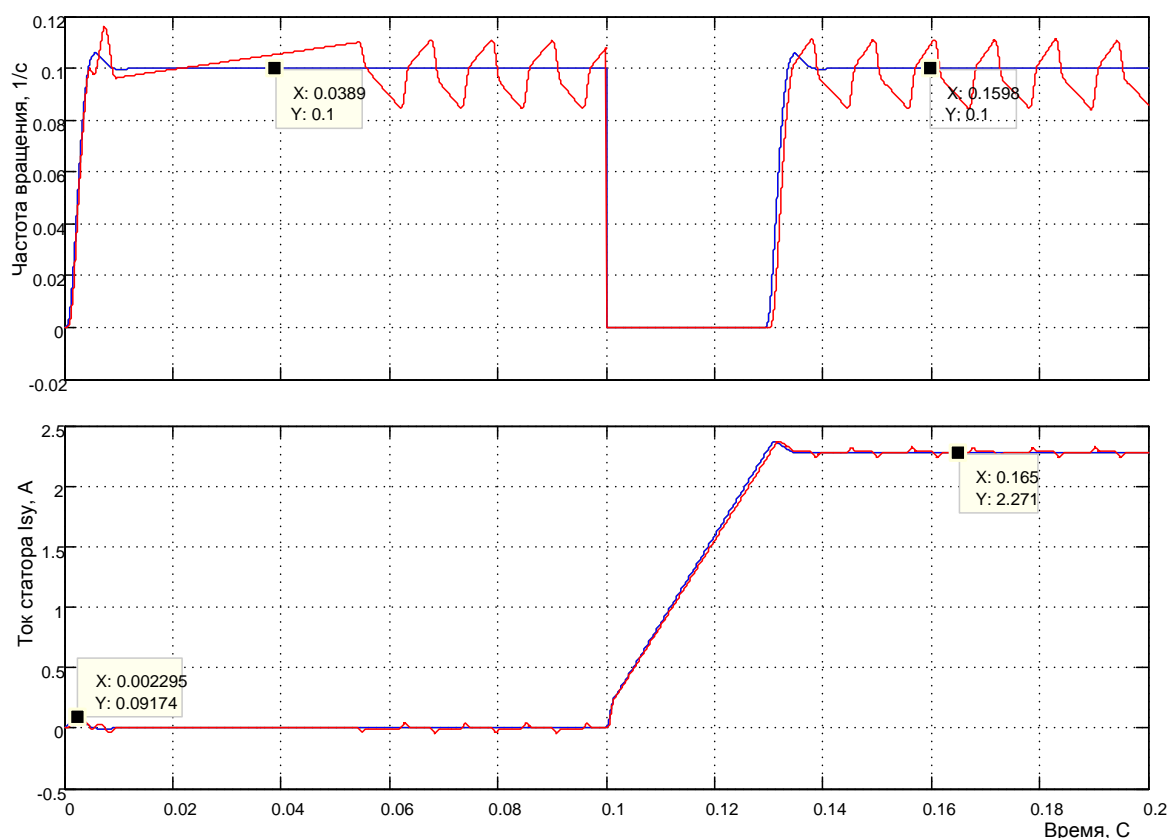


Рисунок 4.43 – Пуск на малую скорость с последующим наложением реактивной нагрузки

Отметим, что отрицательная скорость при воздействии реактивной нагрузкой не появляется. Из нижней диаграммы следует, что скорость начинает восстанавливаться при достижении тока статора статического тока нагрузки. На данном рисунке более четко представлено влияние

квантования и запаздывания сигнала обратной связи. Кроме того, введено квантование и запаздывание входного сигнала.

Проведём исследование пуска двигателя на малую скорость с реактивным моментом нагрузки номинального значения с последующим сбросом нагрузки до нулевого уровня. Результаты моделирования представлены на рисунке 4.44.

Разгон двигателя начинается при выполнении условия: текущее значение электромагнитного момента должно достичь заданного момента реактивной нагрузки. Это произошло в момент времени чуть более 0,03с. Двигатель разогнался на заданную скорость 0,1 1/с. Как и прежде, переходные режимы синего цвета относятся к 1 и 2 контурам (они сливаются в одну кривую), красным цветом обозначена переходная характеристика 3 контура.

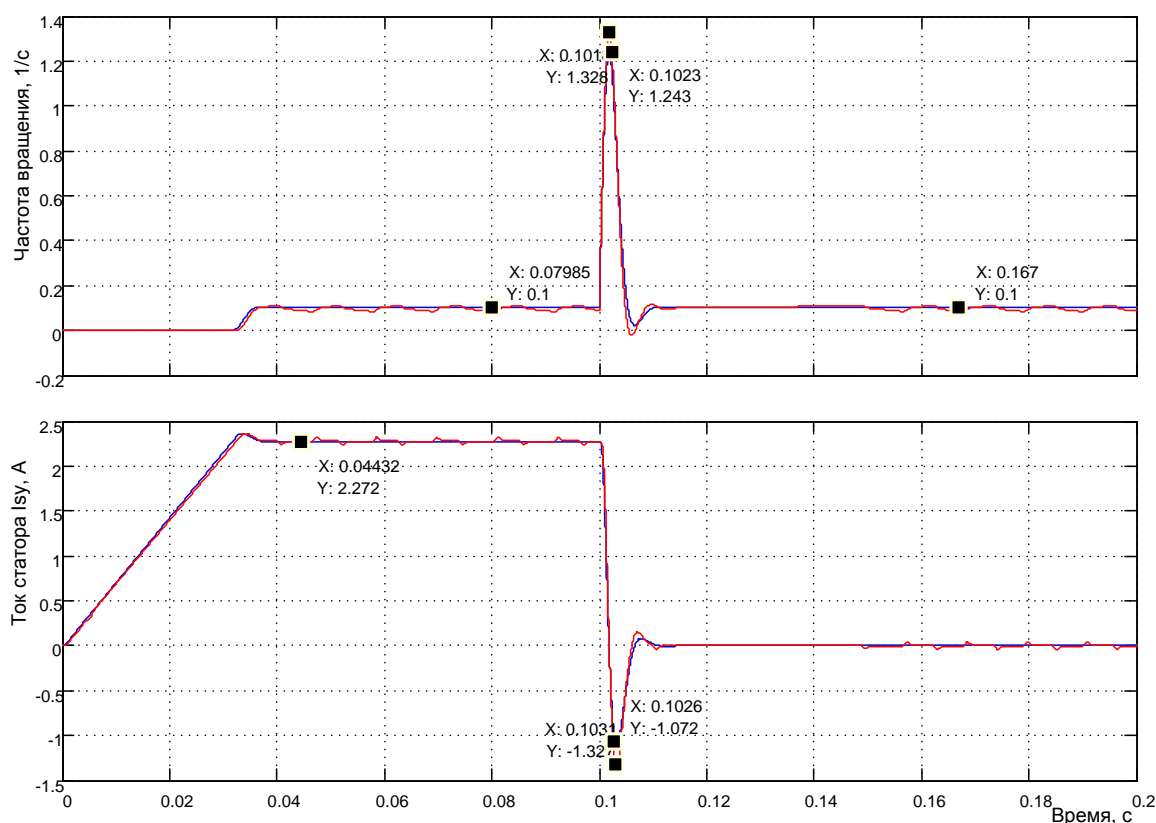


Рисунок 4.44 – Моделирование пуска при нагрузке реактивного характера на малую скорость с последующим сбросом до нулевого значения

При сбросе нагрузки частота вращения увеличивается до значения 1,243 1/с в реакции 1 и 2 контуров, и до значения 1,328 1/с в реакции 3 контура. По истечении времени 0,05с частота вращения восстанавливается до заданного значения 0,1 1/с.

Проведём моделирование при этих же условиях, но с активным моментом нагрузки (см. результаты исследования на рисунке 4.45). Выведем на второй вход осциллографа индикацию момента (картинки по моменту и току различаются только масштабом, качественно они соответствуют друг другу).

При сравнении с рисунком 4.44 следует указать на принципиальное различие процесса пуска. В первом случае (воздействие реактивного момента сопротивления) привод начинает пускаться, когда текущее значение тока (электромагнитного момента) достигнет заданного значения на входе и превысит это значение. Так как момент реактивный, то работу он не может производить.

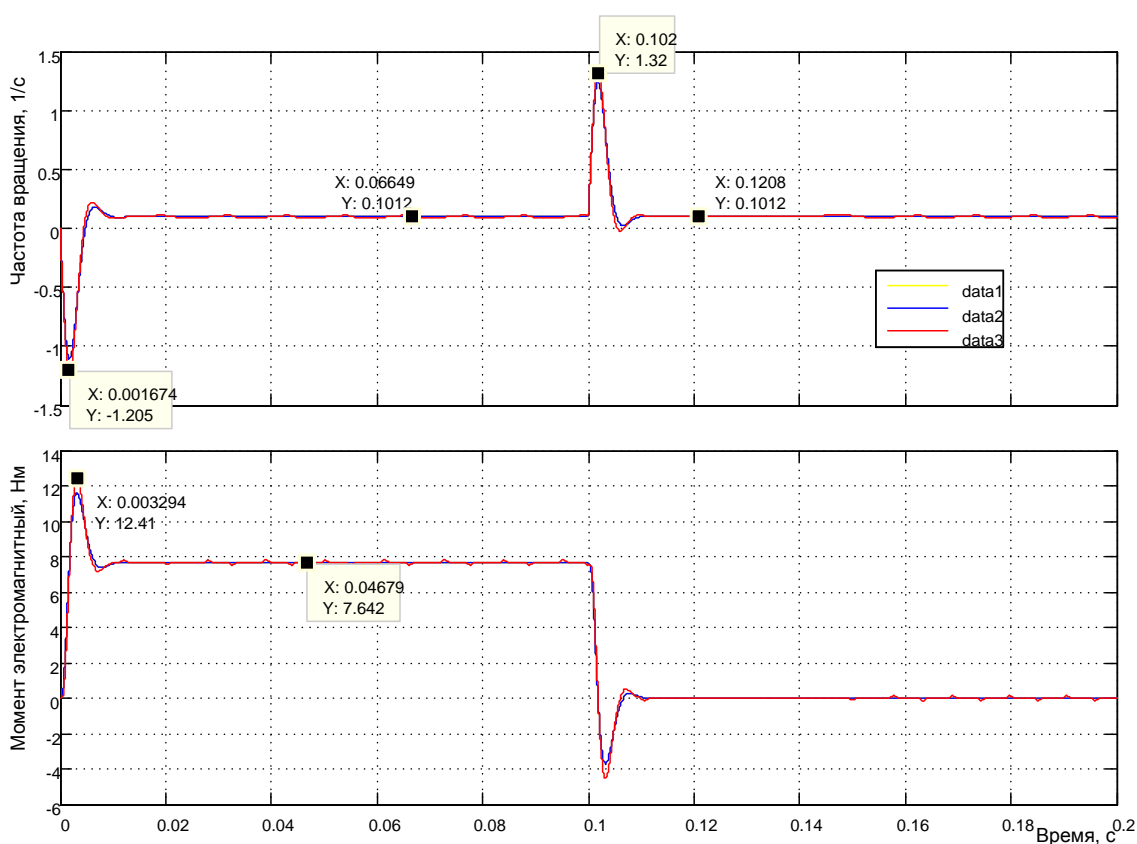


Рисунок 4.45 - Моделирование пуска при нагрузке активного характера на малую скорость с последующим сбросом до нулевого значения

Во втором случае момент активный, он сразу начинает производить работу. Так как в нулевой момент времени действует активный момент номинального значения, а текущее значение электромагнитного момента двигателя составляет нулевое значение, то двигатель под действием активного момента начинает разгоняться в отрицательном направлении. В это же время растёт электромагнитный момент двигателя

в соответствии со своими инерционностями. Как только момент двигателя сравнивается с активным моментом сопротивления, разгон двигателя в отрицательном направлении прекращается и при дальнейшем росте момента двигателя приращение частоты вращения меняет знак и начинается процесс пуска в нужном направлении. Скорость достигает нулевого значения и далее становится положительной. Сброс нагрузки протекает одинаково в обоих случаях.

4.5.3 Исследование влияния способа реализации источника тока (инвертора)

Рассмотрим три реализации источника тока: аналоговая, импульсная с широтно-импульсным управлением и импульсная с релейным управлением.

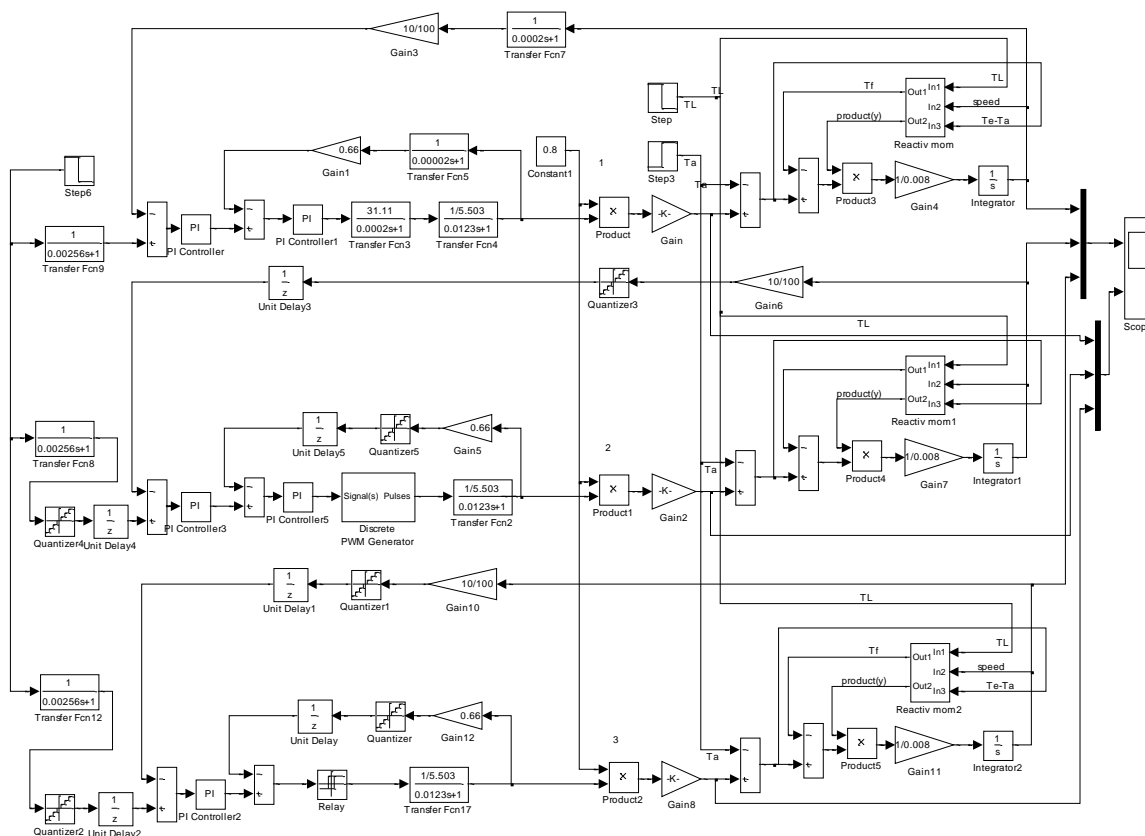


Рисунок 4.46 – Исследование влияния способов реализации источника тока

На рисунке 4.46 представлена модель с тремя контурами скорости, каждый из которых содержит указанную выше реализацию: 1 контур с аналоговой реализацией (будем называть его эталонным), 2 контур – импульсный с ШИМ-управлением, 3 контур – импульсный с релейным управлением. Что бы обеспечить сравнительный визуальный анализ, эти

контуры объединены в одну схему модели. Наблюдение за переходными характеристиками осуществляется с помощью двухвходового осциллографа: по первому входу наблюдается частота вращения, по второму – электромагнитный момент двигателя.

Максимальный момент, развиваемый асинхронным двигателем при максимальном токе 15,13А, необычайно велик и составляет 50,9Нм.

Произведём исследование пуска-реверса на малую скорость (рисунок 4.47). Характеристики чёрного цвета (*data 1*) относятся к первому контуру, *data 2* – ко второму и *data 3* – к третьему.

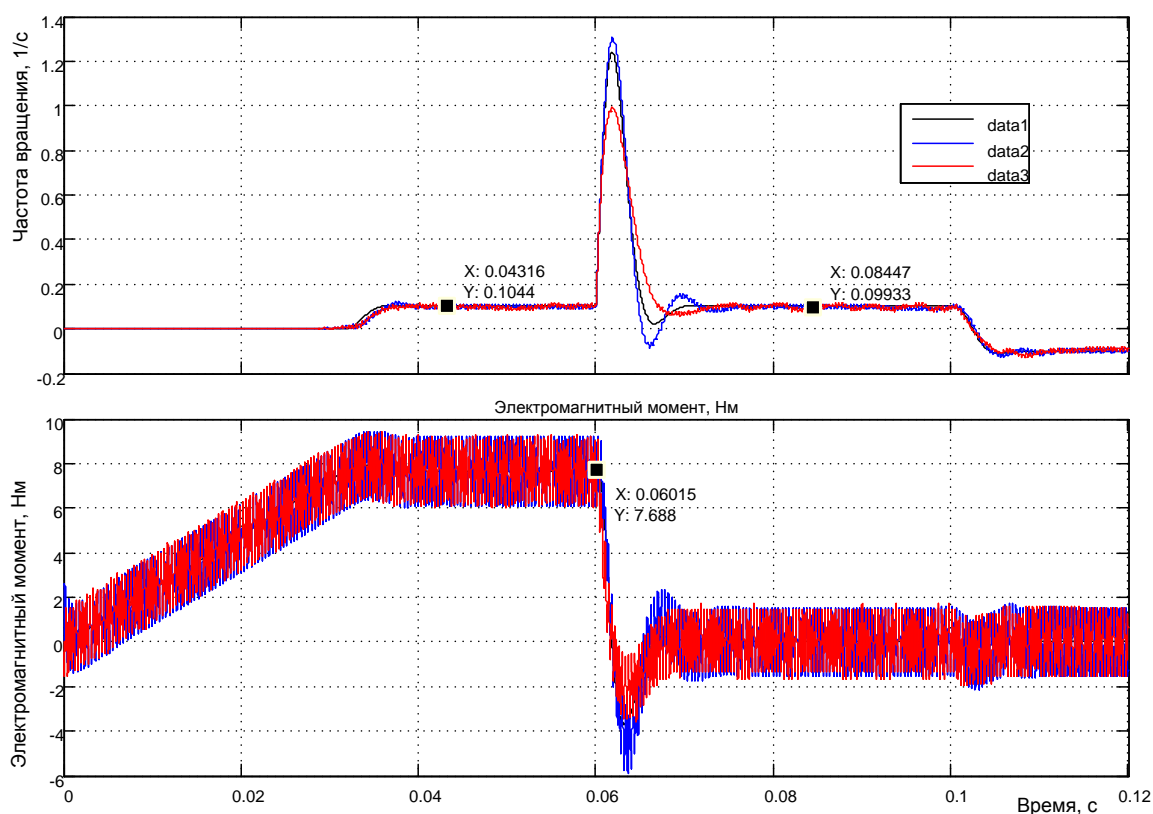


Рисунок 4.47 – Результаты моделирования управления частотой вращения при различных способах реализации инвертора (источника тока)

Задаётся частота вращения 0,1 1/с, пуск на положительное направление вращения производится с реактивным моментом сопротивления номинального значения 7,66Нм, сброс нагрузки в момент времени 0,06с. Реверс вхолостую в момент времени 0,1с.

Анализ полученных результатов моделирования приводит к следующим выводам:

– во втором и третьем контурах появились пульсации момента и частоты вращения. Пульсации момента для обоих вариантов доста-

точно большие (около 3Нм), что на частоте 2500Гц приведёт к повышенной шумности в работе. Пульсации частоты вращения по сравнению с уровнем 0,1 1/с незначительны и ими можно пренебречь;

– характер отработки управления и возмущения (сброс нагрузки) незначительно отличается от эталона. Несколько предпочтительней выглядит применение инвертора с релейным управлением. Однако опасность работы инвертора с переменной частотой коммутации может оказаться существенной.

Для сравнения рассмотрим результаты моделирования пуска на малую частоту вращения без нагрузки с последующим наложением реактивной нагрузки номинального значения, в заключение – реверс с нагрузкой (рисунок 4.48).

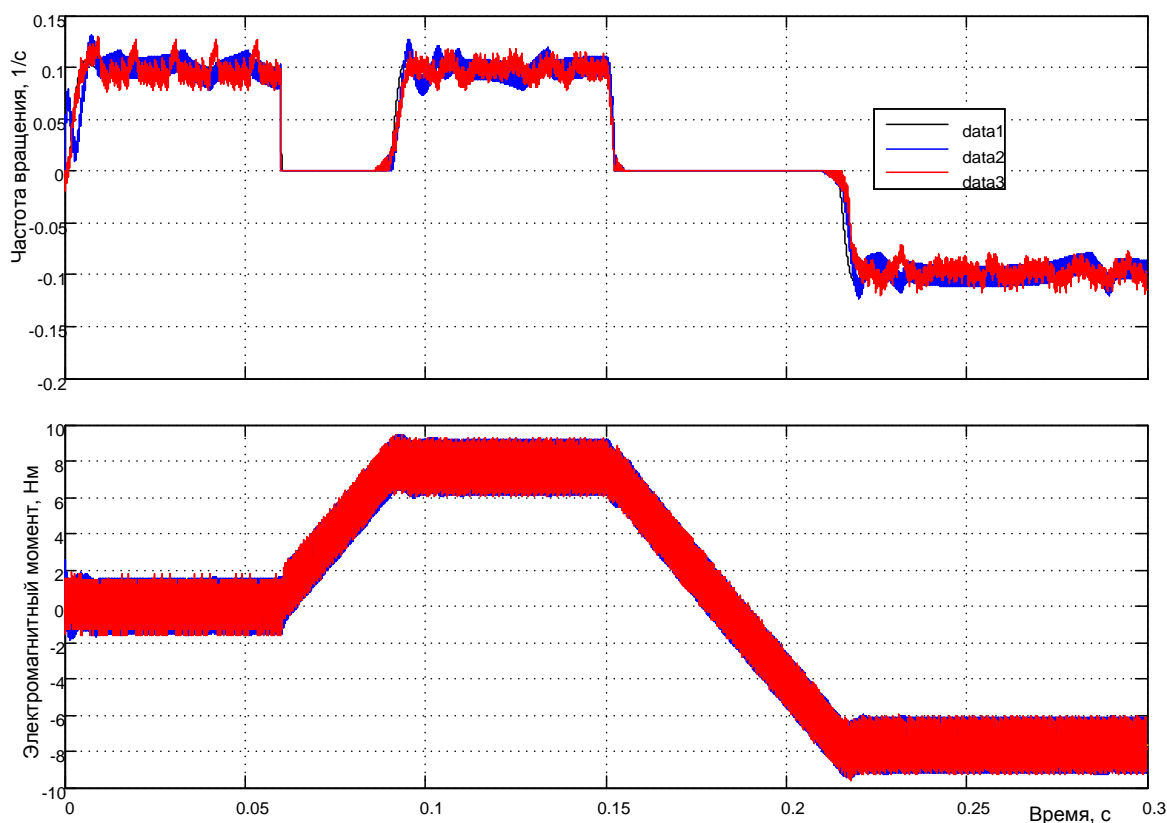


Рисунок 4.48 – Результаты моделирования управления частотой вращения при различных способах реализации инвертора (пуск без нагрузки с последующим наложением реактивной нагрузки, реверс под реактивной нагрузкой)

Как и ранее, *data 1* – переходные характеристики 1 канала, *data 2* – 2-го канала, *data 3* – третьего канала.

Полученные в результате моделирования характеристики соответствуют эталону, за исключением начала пуска. Наиболее существенно отклонение по второму каналу. Это обусловлено переходным процессом установления нулевого значения тока в контуре тока при симметричном управлении инвертором. Оба способа реализации можно использовать на практике при проектировании широкорегулируемых электроприводов переменного тока.

На рисунке 4.49 представлены результаты моделирования контура скорости при управлении в «большом».

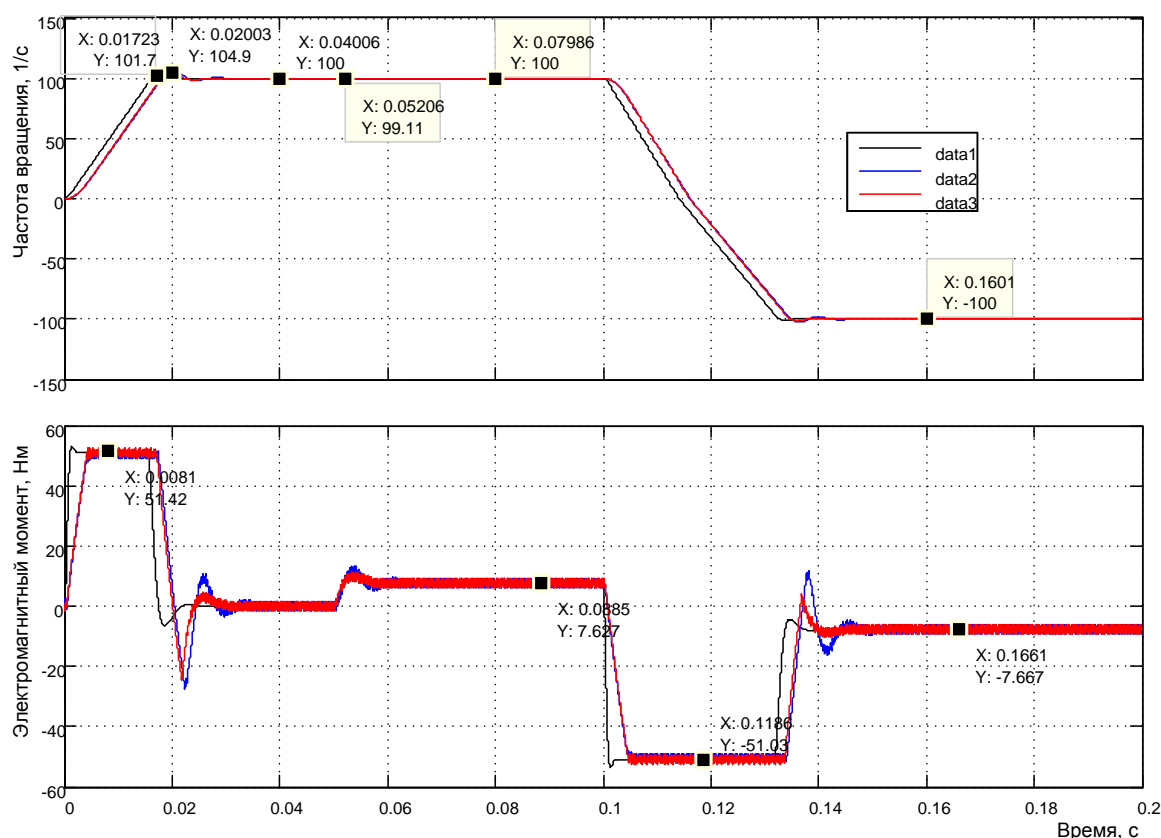


Рисунок 4.49 – Результаты моделирования управления частотой вращения при различных способах реализации инвертора (пуск без нагрузки на большую скорость с последующим наложением реактивной нагрузки, реверс под реактивной нагрузкой)

Как и ранее, *data 1* – переходные характеристики 1 канала, *data 2* – 2-го канала, *data 3* – третьего канала.

Сравнительный анализ показывает, что реальные источники тока обеспечивают максимальный момент 50,9Нм, заданная частота вращения 100 1/с формируется чётко, наброс номинальной нагрузки приводит к провалу частоты вращения примерно на 1 1/с с восстановлением до

заданного значения, реверс под нагрузкой прошёл успешно с перерегулированием не более 5%.

По динамическим свойствам следует отметить более повышенную степень колебательности привода с источником с широтно-импульсной модуляцией. И это справедливо, так как привод с источником релейного управления не содержит в своей структуре регулятор тока.

На рисунке 4.50 продемонстрированы результаты моделирования контура скорости в «большом» с изменённым алгоритмом управления нагрузкой.

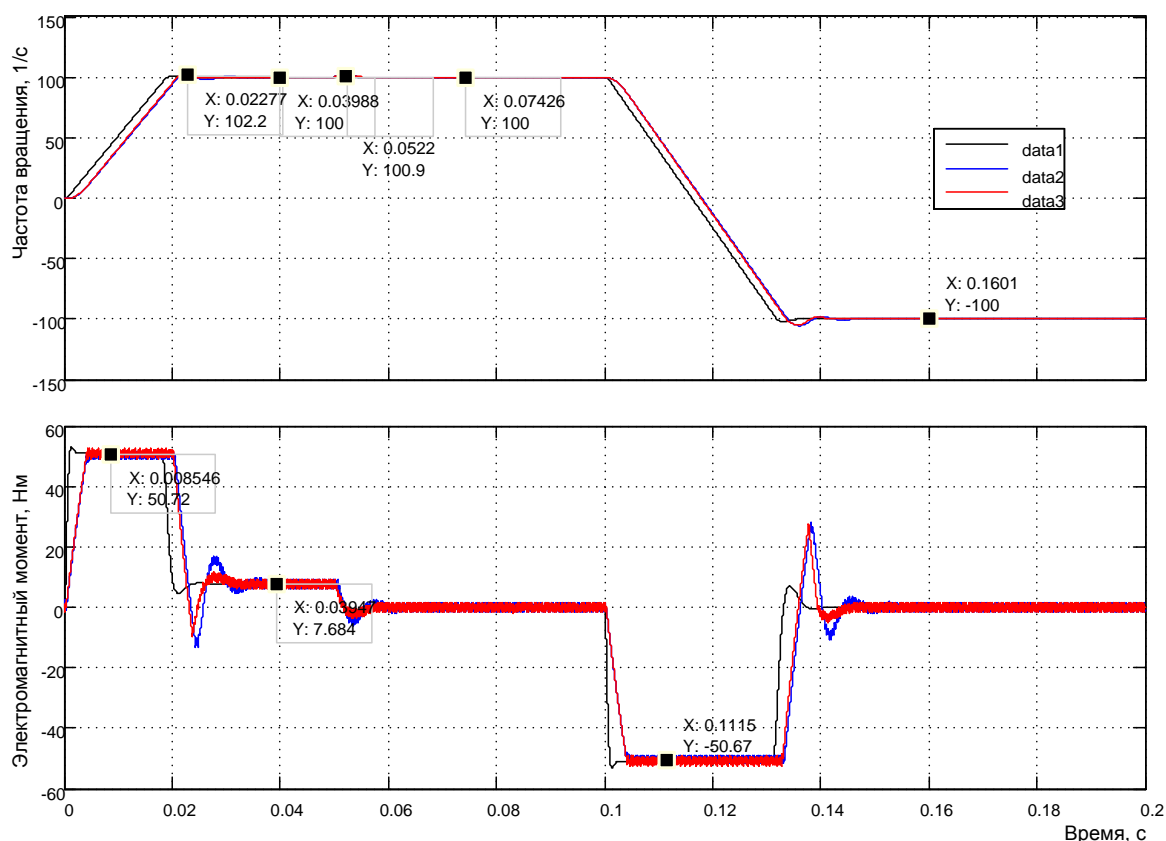


Рисунок 4.50 – Результаты моделирования управления частотой вращения при различных способах реализации инвертора (пуск под реактивной нагрузкой на большую скорость с последующим сбросом нагрузки, реверс без нагрузки)

Задание на управление и возмущения отработаны чётко. Импульсные источники тока показывают, как и прежде, примерно одинаковые показатели.

Следует отметить, что при управлении в «большом» необходимо подобрать уровень ограничения интегратора регулятора скорости. В противном случае динамические характеристики контура скорости мо-

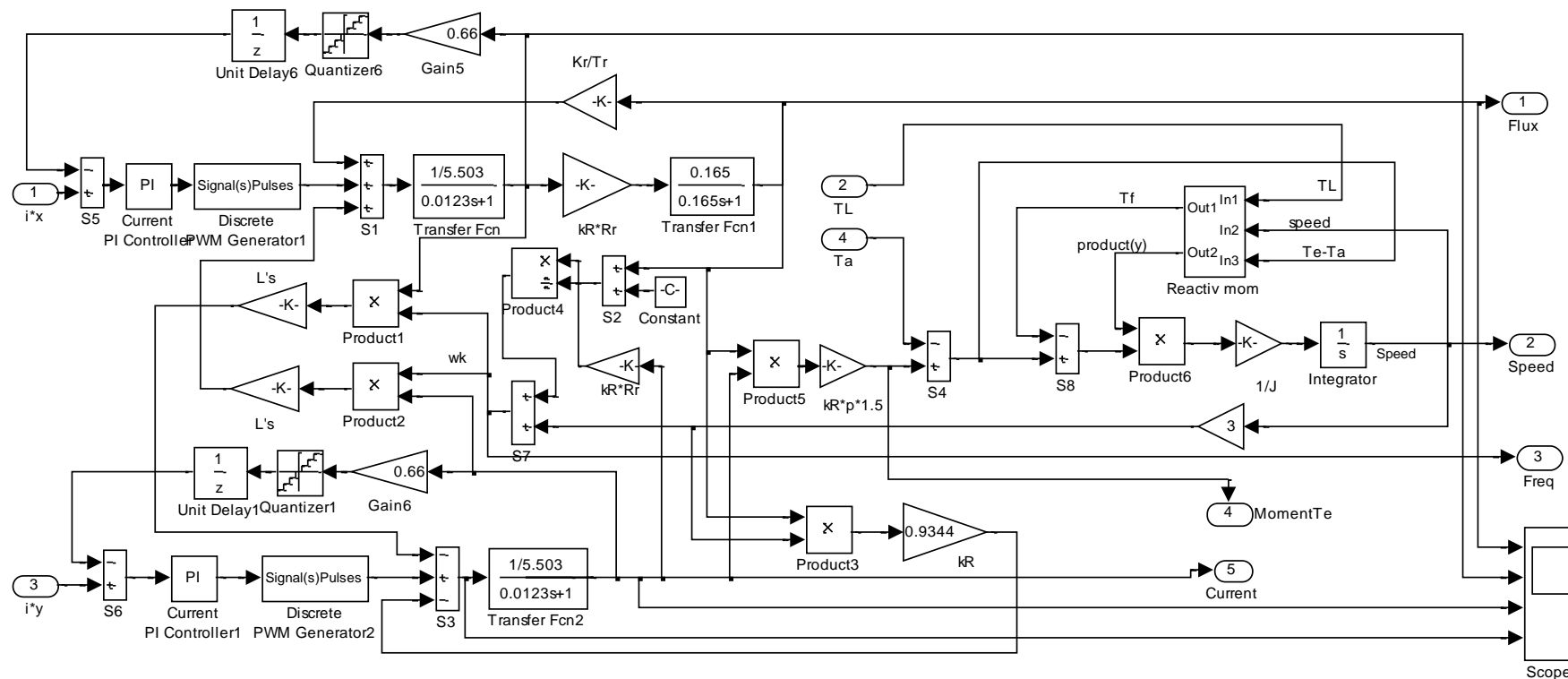


Рисунок 4.52 – Схема модели структуры асинхронного двигателя при векторном управлении с широтно-импульсным управлением инвертора

Схемы моделей, показанных на рисунках 4.51 и 4.52, содержат контуры тока, потока и скорости с теми параметрами, которые были определены при оптимизации и исследованиях в подразделах 4.3...4.5.

Основная цель данных исследований убедиться в том, что спроектированные контуры в условиях действия внутренних возмущений, связанных с работой двигателя, выполняют функции стабилизации тока: заданные токи по осям x и y не зависят от поступающих возмущений.

Задание частоты вращения осуществляется двумя блоками *Speed1* и *Speed2* путём подачи напряжения от 0,01В до 10В. Управление частотой вращения двигателя начинается после окончания переходного процесса в контуре потока 0,02с. В соответствии с выбранным коэффициентом обратной связи по скорости задающему напряжению 10В соответствует частота вращения 100 1/с.

Задание нагрузки производится блоками *Moment1* и *Moment2* в натуральных единицах (Нм), так как модель вычисляет электромагнитный момент в Нм. Характер момента определяется индексом входа: T_L – реактивный момент сопротивления, T_a – активный.

Магнитный поток задаётся блоком *Flux* и задан значением 8В, что соответствует, при выбранном коэффициенте обратной связи, 0,8Вб.

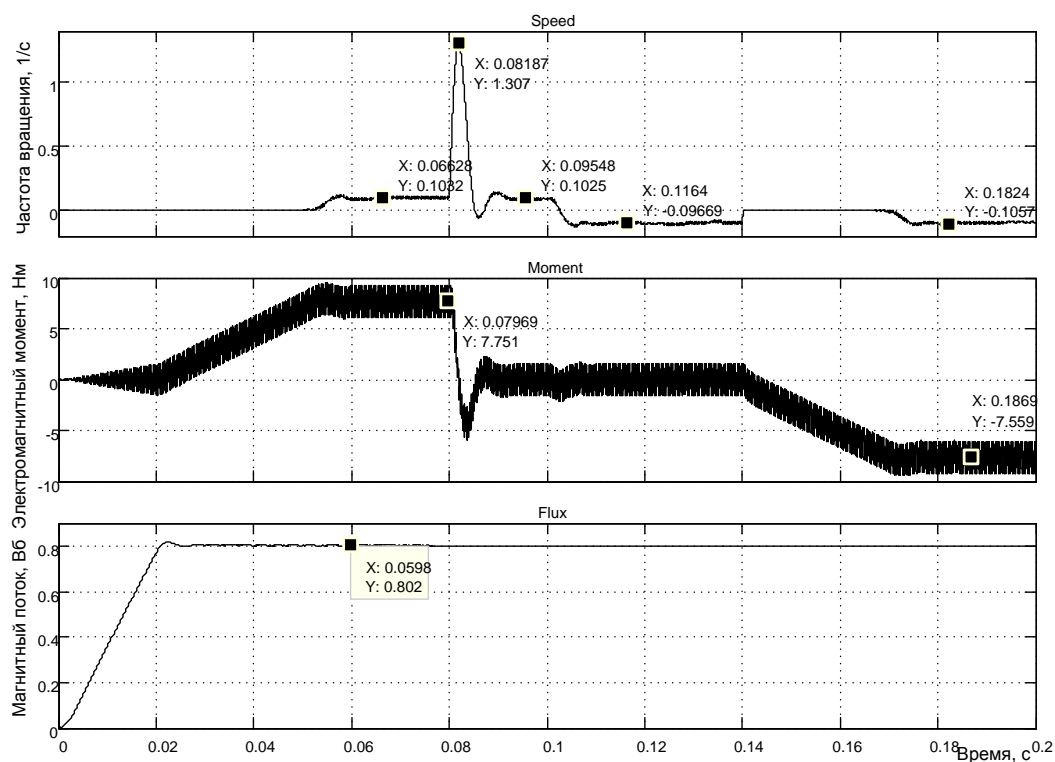


Рисунок 4.53 – Результаты моделирования пуска-реверса на 0,1 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

Проведём исследование привода на минимальной частоте вращения с воздействием реактивного момента сопротивления номинального значения 7,66Нм. Результаты моделирования представлены на рисунках 4.53 и 4.54. Различие в результатах на рисунках 4.53 и 4.54 в очередности наложения и сброса нагрузки.

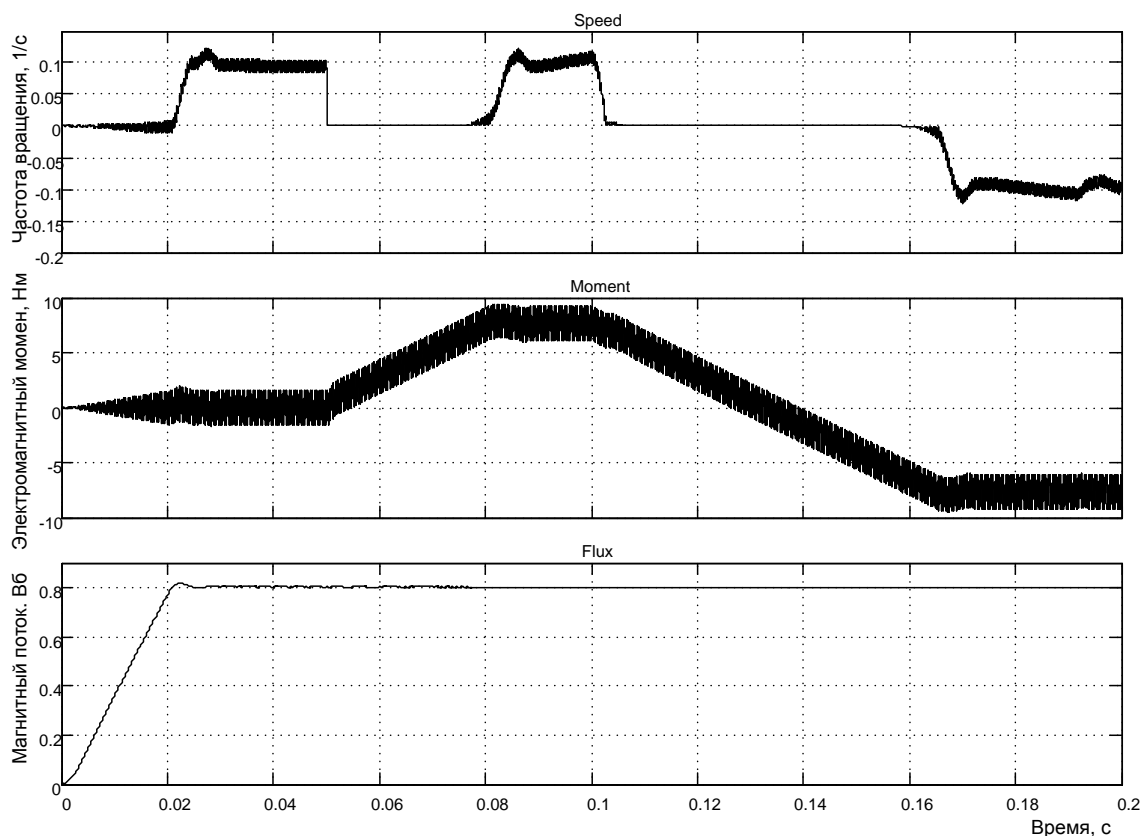


Рисунок 4.54 – Результаты моделирования пуска-реверса на 0,1 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

Выводы:

- поток сохраняет заданное значение при воздействии возмущений со стороны работающего двигателя;
- двигатель пускается и реверсируется с нагрузкой и без неё, развивая среднюю скорость $\pm 0,1$ 1/с. При сбросе нагрузки привод развивает скорость 1,307 1/с, которая восстанавливается за время менее 0,02с. При увеличении нагрузки скорость падает до нулевого уровня и восстанавливается за время около 0,03с. Время реверса под нагрузкой сравнительно большое 0,07с;
- пульсации потока заметно не проявляются в связи с большой постоянной в контуре потока;

- пульсации момента около 3-х Нм, пульсации частоты вращения заметны, но их можно не учитывать;
- все задания отработаны чётко.

На рисунках 4.55 и 4.56 продемонстрированы переходные режимы пуска-реверса двигателя с чередованием реактивной нагрузки в 7,66Нм с холостым ходом, полученные в результате моделирования структуры, представленной на рисунке 4.51.

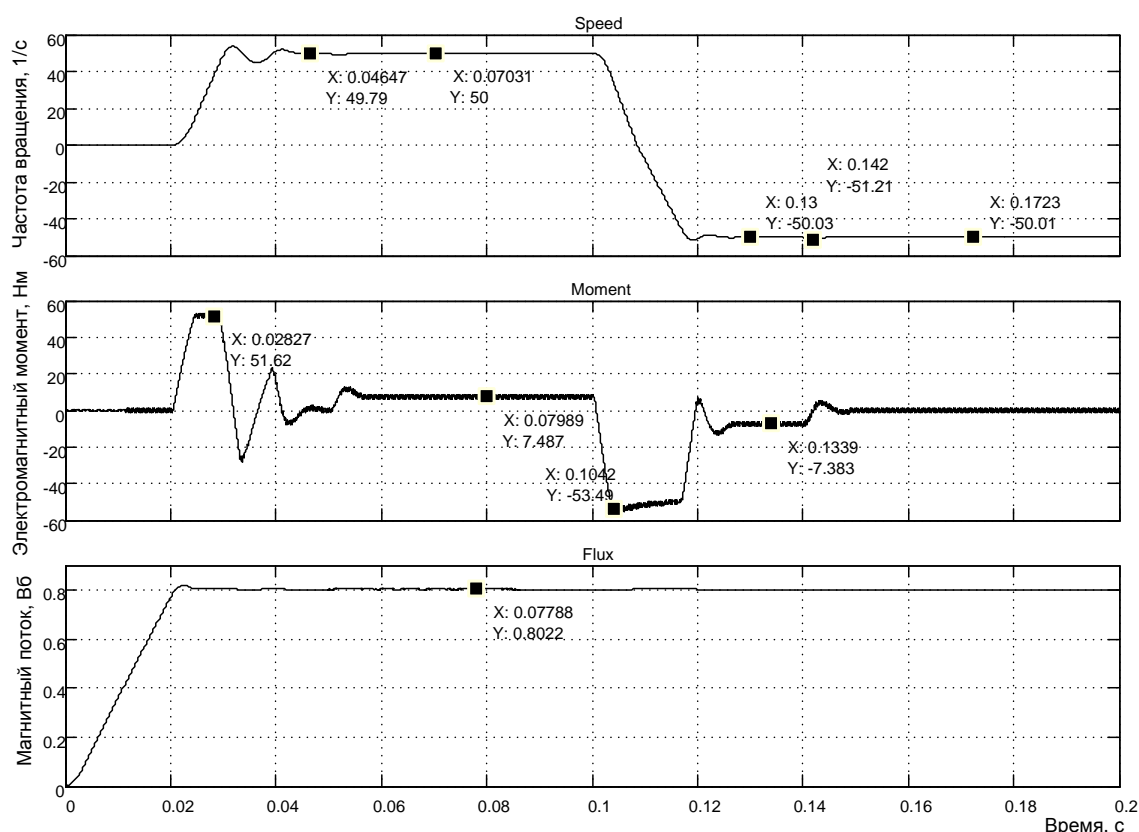


Рисунок 4.55 – Результаты моделирования пуска-реверса на 50 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

Анализ результатов моделирования позволяет сделать выводы:

- двигатель чётко запускается и реверсируется под нагрузкой и без неё. Последствия возмущений по нагрузке $\pm 1,2$ 1/с отрабатываются полностью;
- возмущения, поступающие в контур тока I_{su} не отрабатываются полностью регулятором тока. Следствием этого является непостоянство пускового момента, а следовательно пускового тока. На рисунке 4.56 при реверсе пусковой момент изменяется от минус 52,28Нм до минус 48,8 Нм. Таким образом, при реализации инвертора с широт-

но-импульсной модуляцией контур тока по оси y полностью своих функций не выполняет;

- контур потока возмущения отрабатывает полностью;

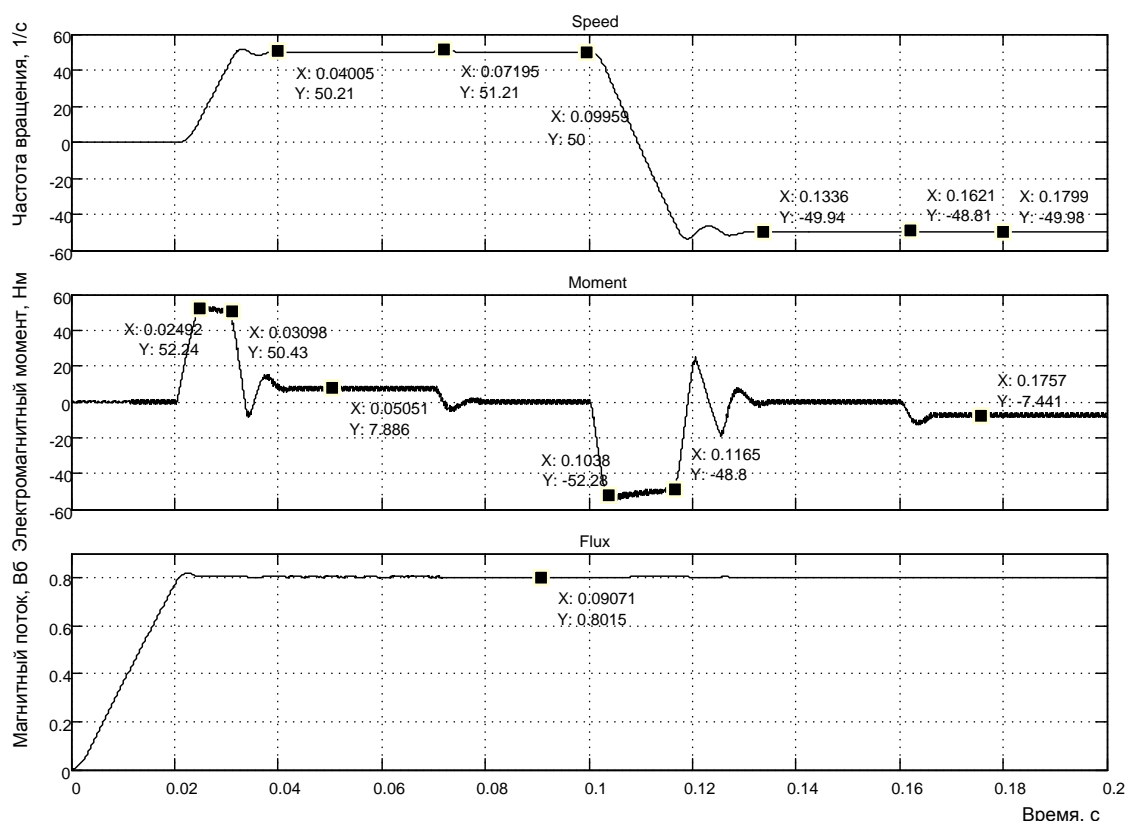


Рисунок 4.56 – Результаты моделирования пуска-реверса на 50 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

– однако, не смотря на указанные замечания, электропривод можно эксплуатировать, так как частота вращения отрабатывается без погрешностей;

– следует отметить, что полученные переходные характеристики при «большом» управлении достигнуты в результате подбора уровней ограничения интеграторов всех регуляторов. Уровень ограничения подбирался при максимальном возмущении по нагрузке 7,66Нм. Что бы убедиться в правоте этих утверждений, необходимо провести моделирование с уровнями ограничения интеграторов $\pm 10V$.

Для демонстрации работоспособности привода при задании скорости ± 100 1/с проведено моделирование при задающем воздействии $\pm 10V$. Результаты моделирования представлены на рисунках 4.57, 4.58.

В заключение исследования влияния внутренних возмущений на контуры токов и реализации инвертора с широтно-импульсным управле-

нием делаем вывод о пригодности разработанной структуры для реализации электропривода.

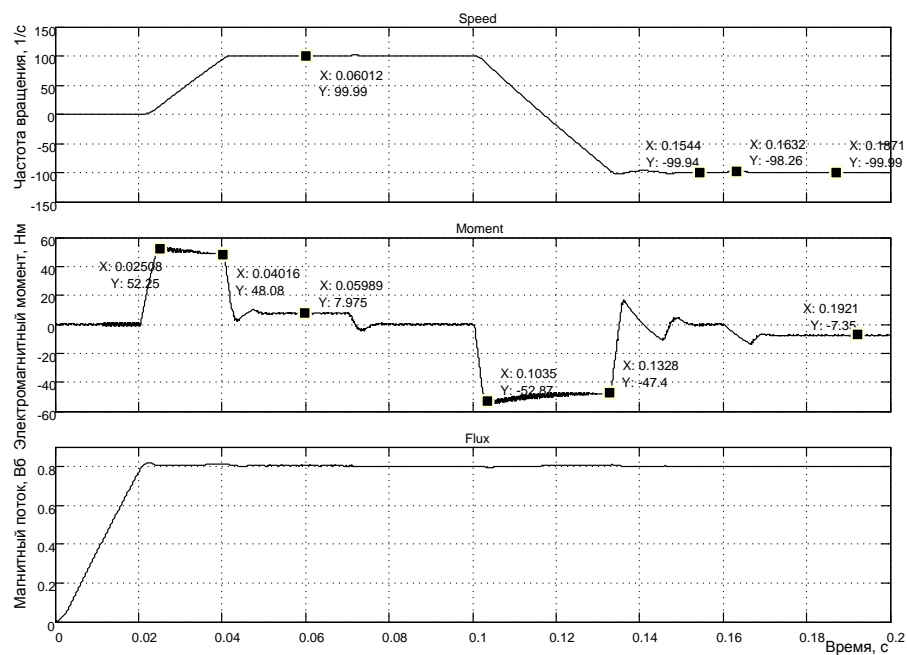


Рисунок 4.57 – Результаты моделирования пуска-реверса на 100 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

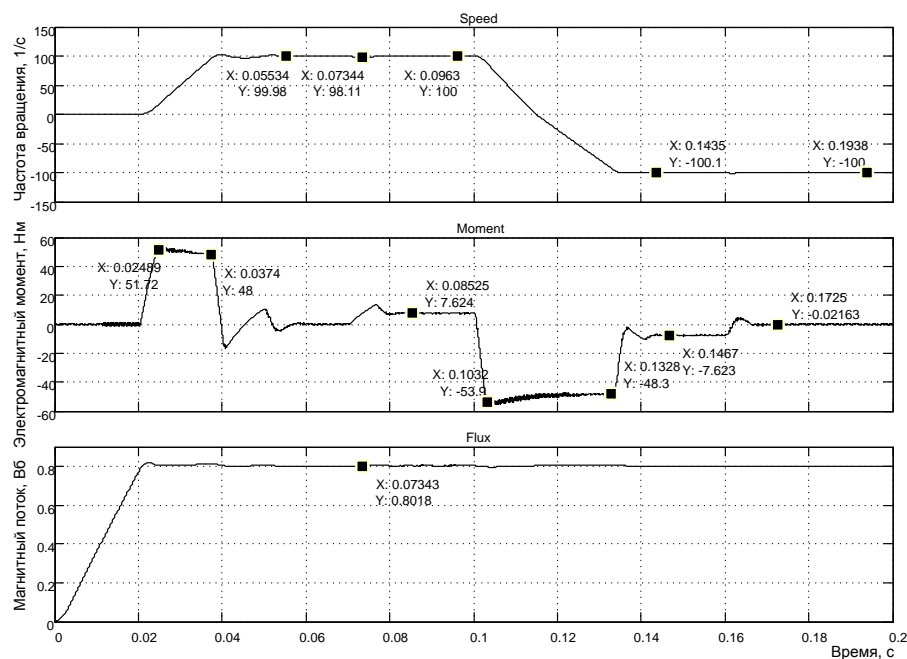


Рисунок 4.58 – Результаты моделирования пуска-реверса на 100 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

4.6.2 Моделирование в Simulink при реализации инвертора с релейным управлением

Теоретическая часть, связанная с математическим описанием асинхронного двигателя в режиме векторного управления и разработкой структуры, представлена в подразделе 4.2. Используем структуру, представленную на рисунке 4.3, для реализации модели асинхронного двигателя AKZ в схеме на рисунке 4.59.

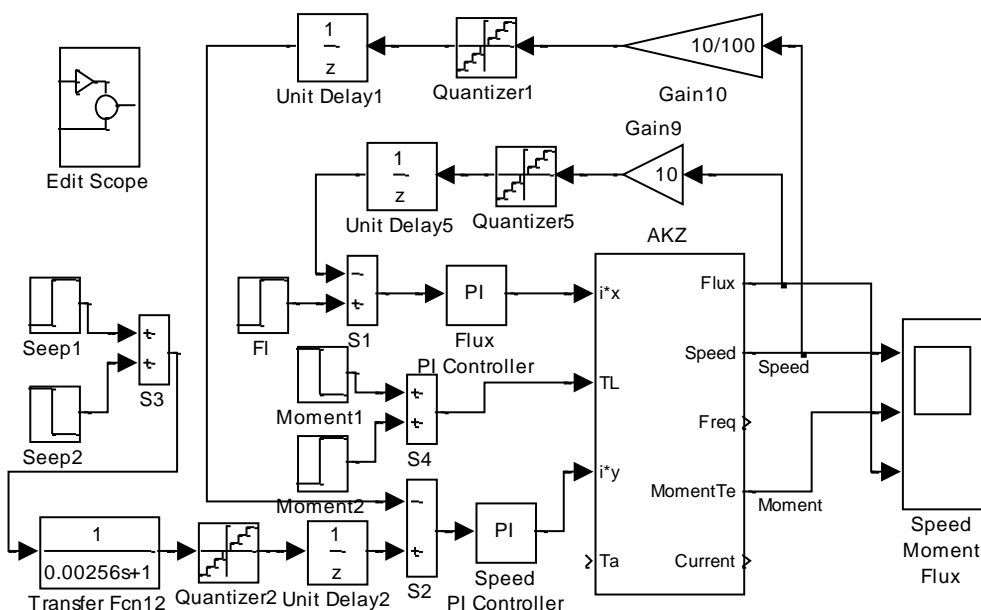


Рисунок 4.59 - Схема модели электропривода с векторным управлением (инвертор с релейным управлением) (Fig4_59)

Схемы моделей, показанных на рисунках 4.59 и 4.60, содержат контуры тока, потока и скорости с теми параметрами, которые были определены при оптимизации и исследованиях в подразделах 4.3...4.5.

Основная цель данных исследований убедиться в том, что спроектированные контуры в условиях действия возмущений, связанных с работой двигателя, выполняют функции стабилизации тока: заданные токи по осям x и y не зависят от поступающих возмущений.

Результаты моделирования показаны на рисунках 4.61...4.66. Выводы принципиально не отличаются от сделанных в п.4.6.1. Принципиальным отличием является полная компенсация внутренних возмущений на контур тока по оси I_{sy} . Пусковой момент остаётся неизменным по значению при пуске и реверсе. Исследованная структура пригодна для практической реализации, работа инвертора с частотой более 3000Гц не зафиксирована.

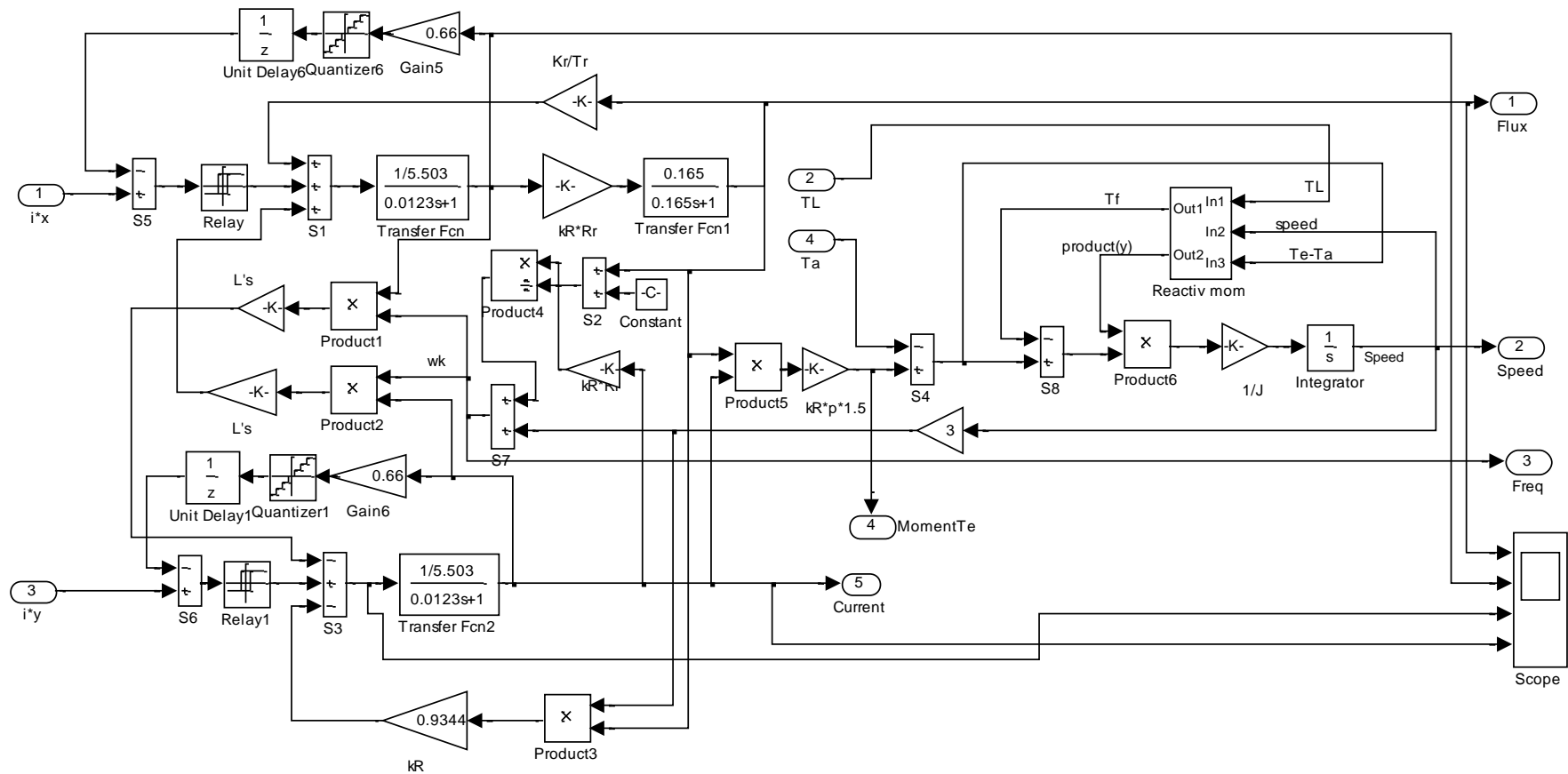


Рисунок 4.60 - Схема модели структуры асинхронного двигателя при векторном управлении с реализацией релейного управления инвертором

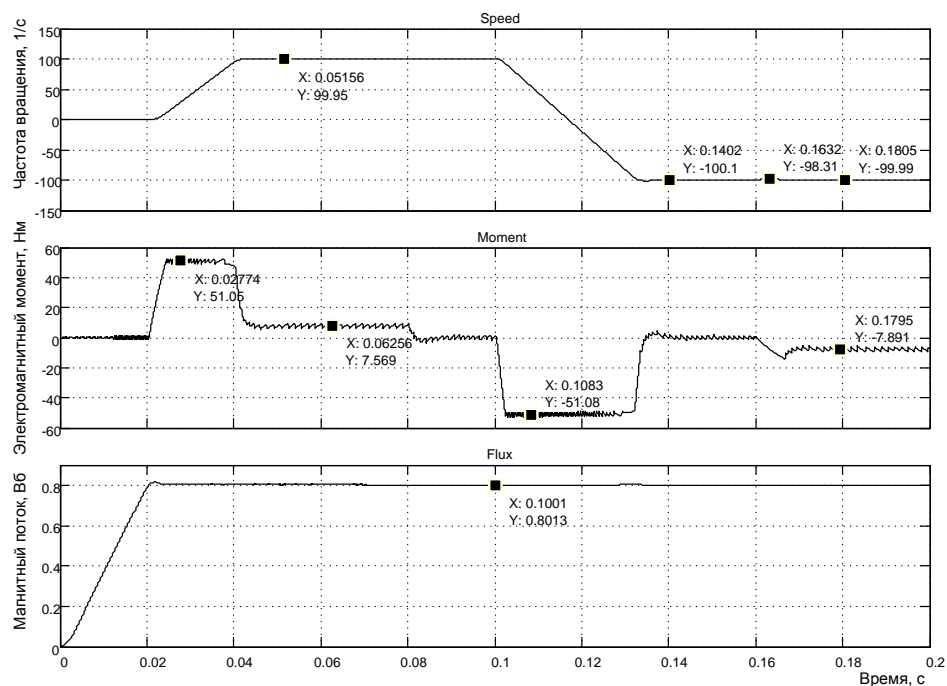


Рисунок 4.61 – Результаты моделирования пуска-реверса на 100 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

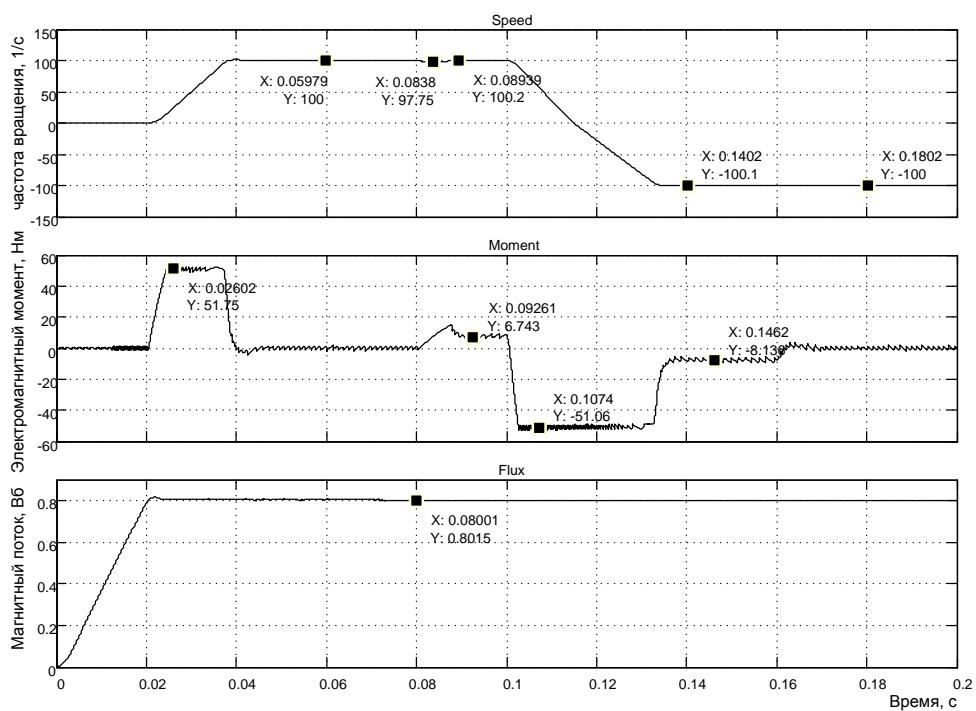


Рисунок 4.62 – Результаты моделирования пуска-реверса на 100 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

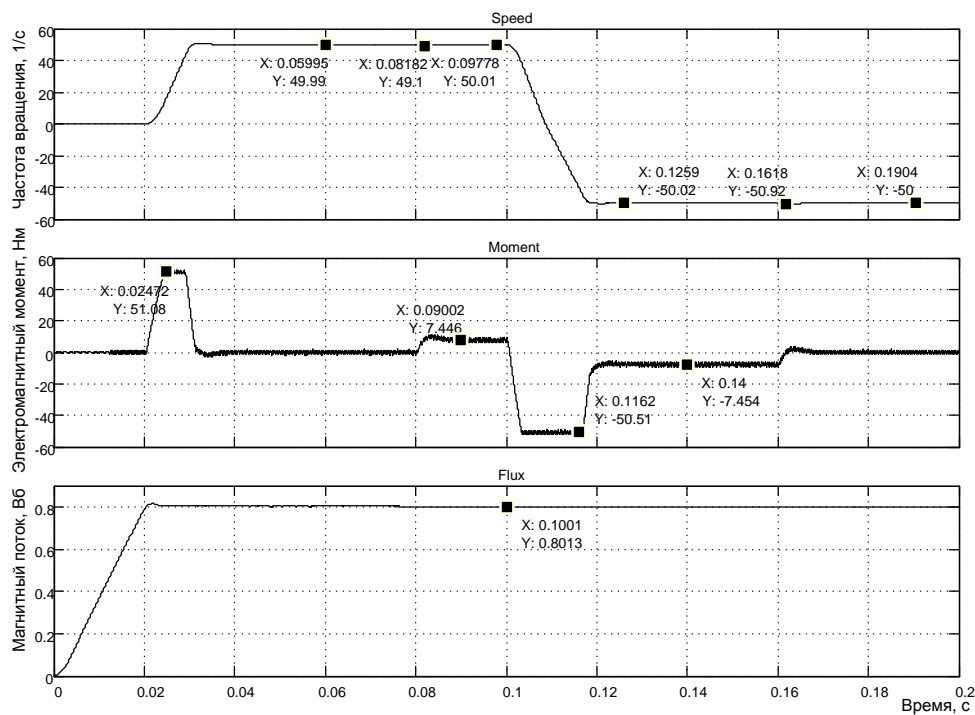


Рисунок 4.63 – Результаты моделирования пуска-реверса на 50 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

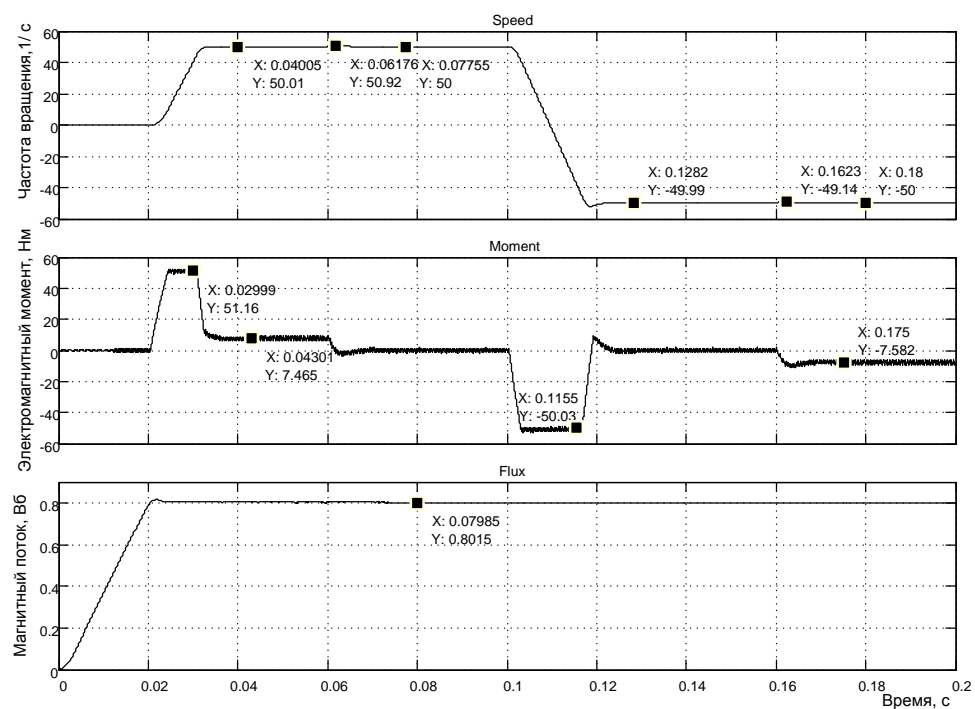


Рисунок 4.64 – Результаты моделирования пуска-реверса на 50 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

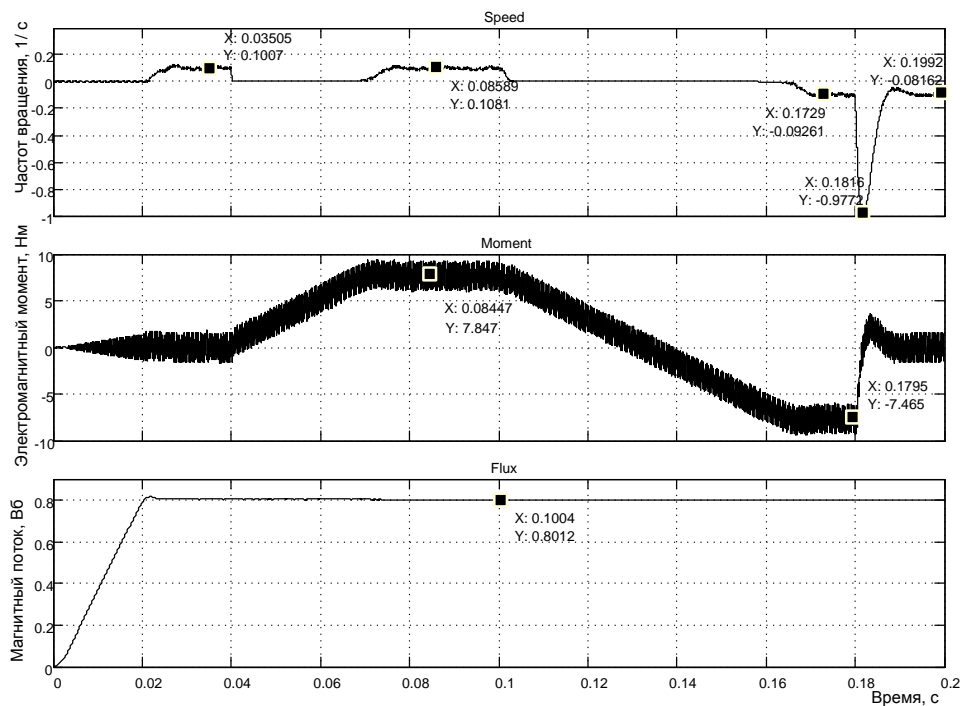


Рисунок 4.65 – Результаты моделирования пуска-реверса на 0,1 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

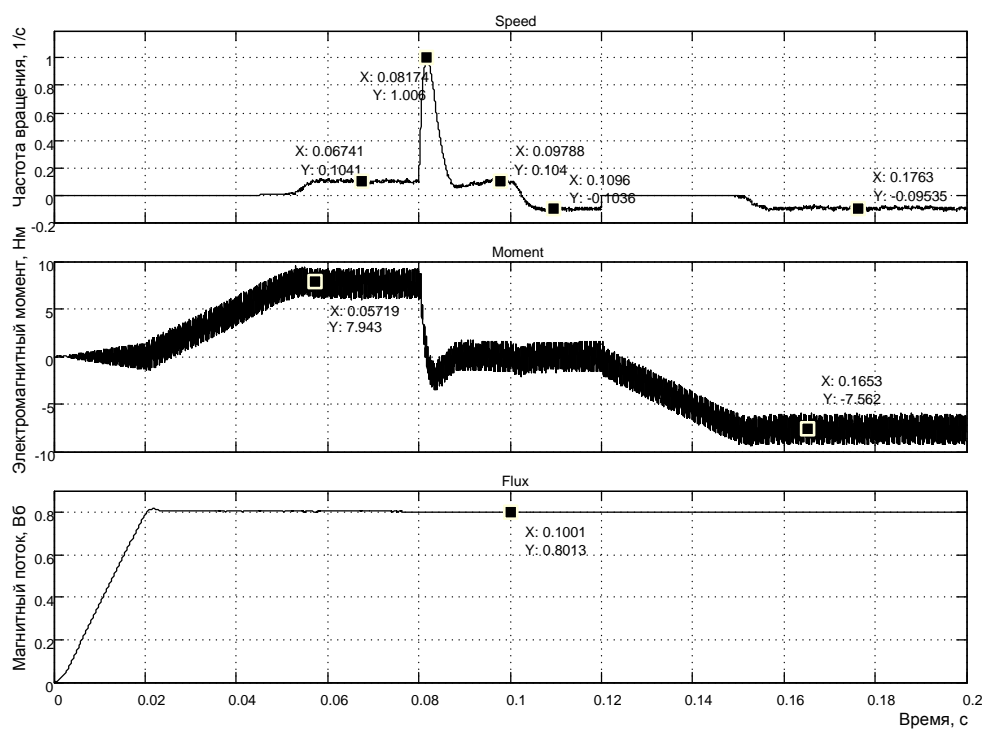


Рисунок 4.66 – Результаты моделирования пуска-реверса на 0,1 1/с с учётом внутренних возмущений, поступающих на контуры токов

неподвижной системе координат

Откроем модель *Fig4_67*, повторяющую модель *Fig4-59* (см. рисунок 4.67).

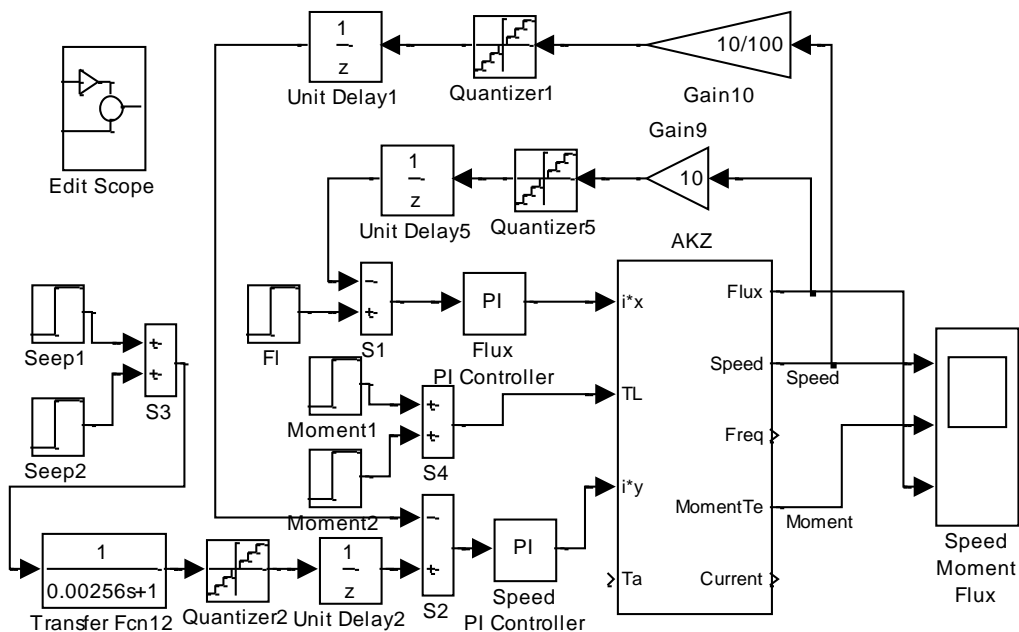


Рисунок 4.67 – Схема модели структуры электропривода с векторным управлением (инвертор с релейным управлением) (Fig4_67)

Откроем модель двигателя *AKZ* (рисунок 4.68) и внесём следующие изменения:

1. Откроем файл *Fig1_48*, скопируем преобразователь из вращающейся системы координат в неподвижную. Для управления используем интегратор с входом от частоты вращения координат ω_k . Входы преобразователя соединим с выходами тока статора I_{sx} и I_{sy} ;

2. откроем файл *Fig1_43*, скопируем преобразователь 2/3 из двухфазной в трёхфазную систему и подключим входы. Выходы трёхфазного тока статора для удобства наблюдения объединяем в мультиплексорную шину и подаём на вход осциллографа *Scope*;

3 для исключения помех большой амплитуды, связанных с делением тока на поток, введём ограничитель *Saturation*;

4 на 1 вход *Scope* подключим ток, на 2 – ω_k (частоту инвертора), на 3 – частоту вращения двигателя, на 4 – электромагнитный момент двигателя.

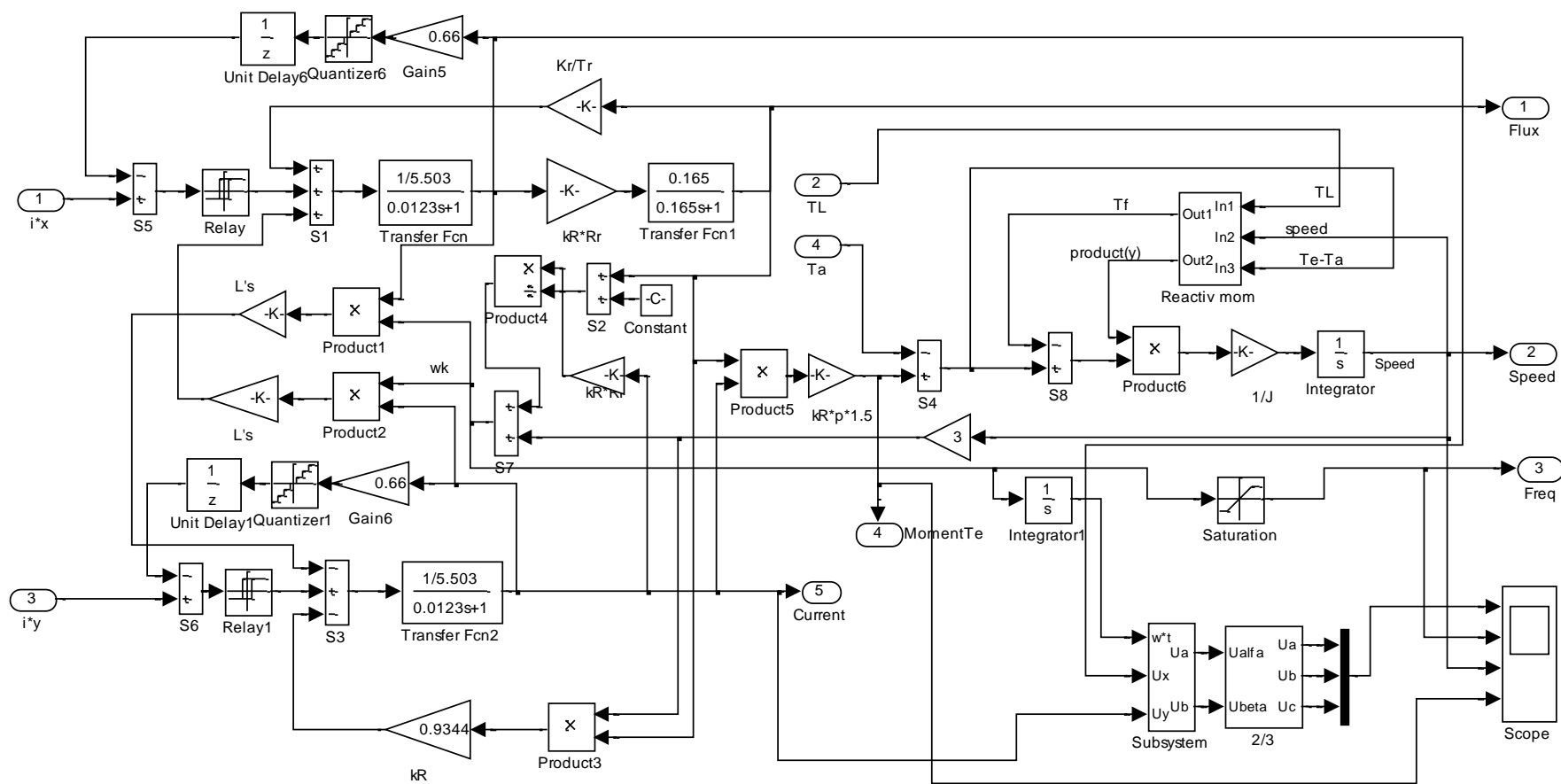


Рисунок 4.68 – Схема модели двигателя AKZ

Результаты моделирования показаны на рисунке 4.69.

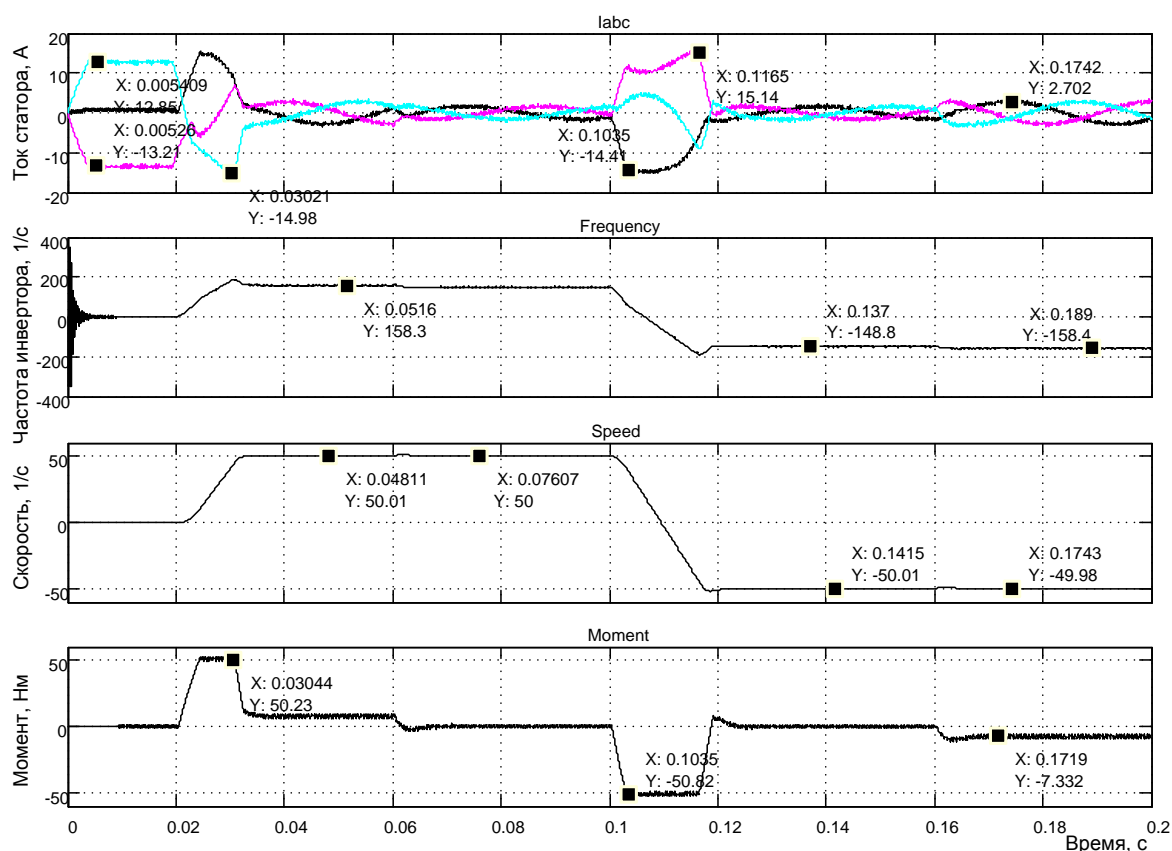


Рисунок 4.69 – Моделирование работы привода с выводом тока статора в неподвижной системе координат

Из диаграммы следует, что амплитудное значение тока фаз статора не превышает 15,13А, потребляемый ток при нагрузке 7,66Нм составляет значение $2,702/\sqrt{2} = 1,91\text{А}$. При скорости двигателя 50,01 1/с под номинальной загрузкой 7,66Нм инвертор работает на частоте 158,3 1/с, что для шести полюсной машины не противоречит истине.

Таким образом, сомнения сняты, асинхронный двигатель в рассматриваемой структуре потребляет трёхфазный ток, по форме близко к синусоидальной.

На рисунке 5.1 приведена схема модели электропривода с векторным управлением. Все составляющие электропривода представлены, кроме источника питания инвертора. В качестве источника питания использован идеальный элемент – батарея (аккумулятор), способные отдавать энергию и принимать её.

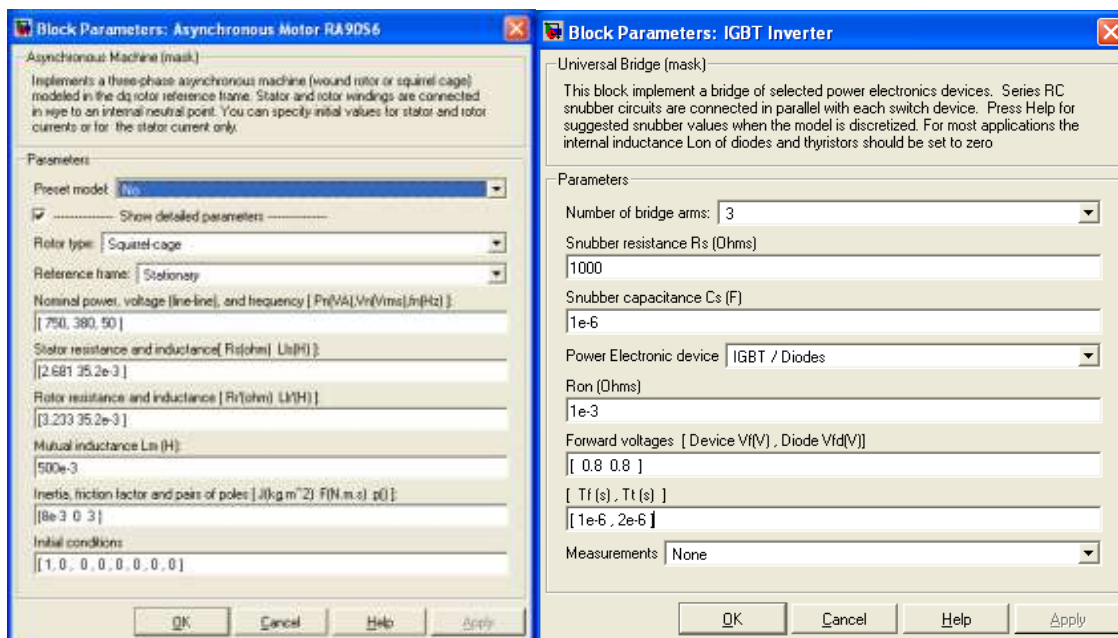


Рисунок 5.2 – Окна ввода параметров двигателя и инвертора

На рисунке 5.2 показаны установленные параметры асинхронного двигателя и трёхфазного инвертора. Напряжение питания инвертора принято 600В, которое обеспечивает элемент *VDC*. Задание скорости обеспечивают два блока *Speed* и *Speed1*, установка нагрузки осуществляется также двумя блоками *Torque* и *Torque1*. По два блока принято для расширения возможностей комбинирования скоростью и нагрузкой. Параметры цепей обратных связей по частоте вращения и току приняты расчётными.

Процесс моделирования в данной модели принят с фиксированным шагом с использованием дискретной решающей программы. Шаг моделирования T_s задаётся в специальном окне, доступ к которому возможен при обращении к главному меню (*File Model Properties Callbacks*). В связи с этим форма представления настроек блоков модели специфична и в окне *Sample (Sampling) Time* необходимо указывать символ T_s . Соответствующие перестройки были выполнены. Кроме того, для ускорения решения использована процедура *Accelerator*. Перед началом моделирования *Simulink* создаёт дополнительный файл, на что используется время.

лей регуляторов от ранее использованных состоит в применении дискретных интеграторов и заполнении окна *Sampling time* символом T_s . Основные (все) значения параметров регуляторов занесены без изменения.

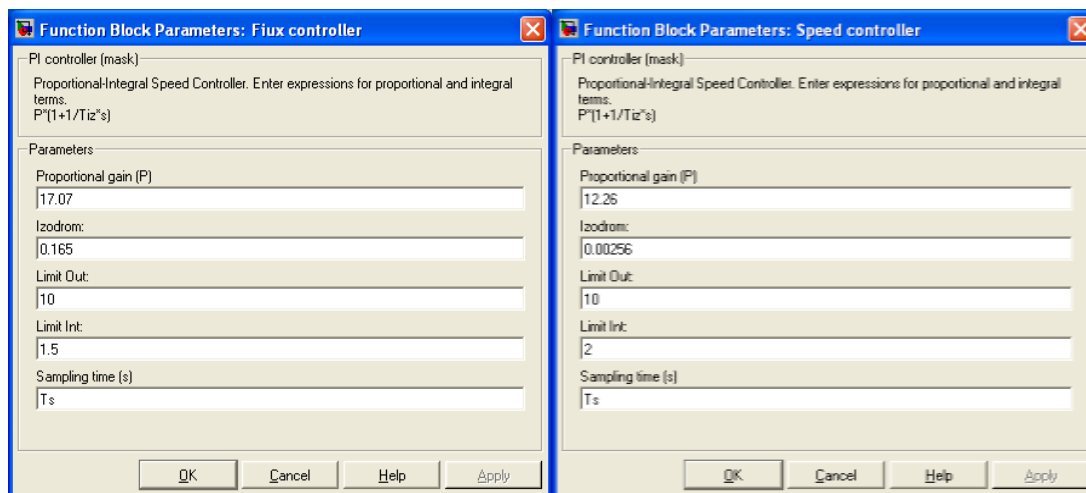


Рисунок 5.5 – Окна ввода параметров регуляторов потока и скорости

На блок *Vector Control* (см. рисунок 5.3) от двигателя поступают два сигнала, доступные для измерения – трёхфазный ток статора и частота вращения ротора. Остальные сигналы вычисляет схема векторного управления. Прежде всего, должна быть вычислена частота вращения координат ω_k (частота инвертора) и текущий угол поворота координат γ . Эту функцию выполняет блок *Gamma Calculation*, схема модели которого показана на рисунке 5.6.

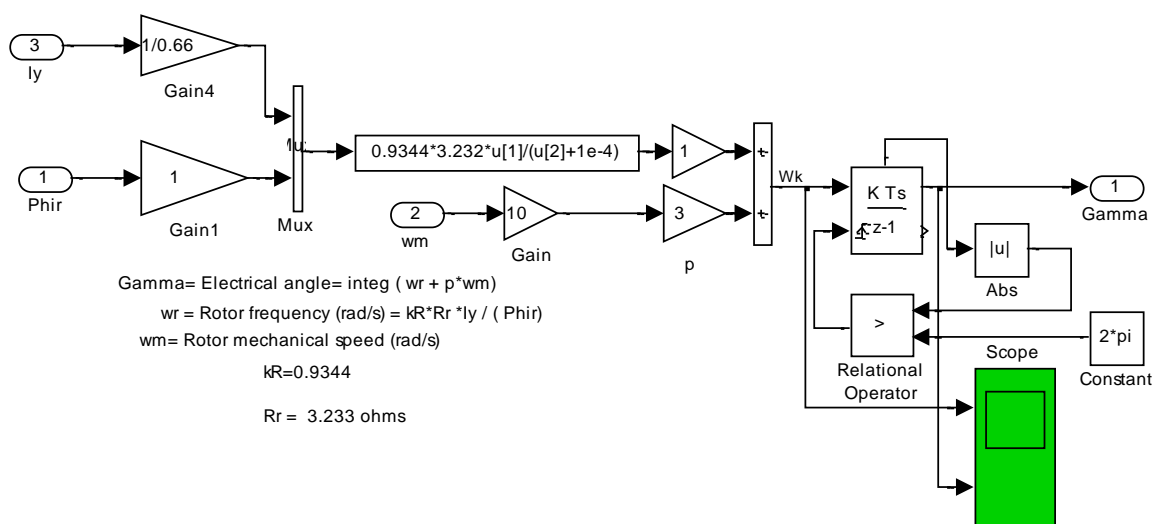


Рисунок 5.6 – Схема модели блока *Gamma Calculation*

Блок реализует два уравнения (4.9) и (4.7). Так как уравнения записаны в абсолютных единицах, а ω_m действует в схеме в машинных единицах, то на входе ω_m (рисунок 5.6) появился усилитель с коэффициентом усиления 10. По этой же причине появился усилитель на входе I_u с коэффициентом усиления 1/0,66. Угол поворота система координат формирует дискретный интегратор, в схеме управления интегратором предусмотрен сброс выходного напряжения интегратора до нулевого уровня при достижении значения 2π .

Далее, регуляторы тока в контурах потока и скорости вырабатывают задание на ток статора двигателя в двух фазах и во вращающейся системе координат. Необходимо перевести задание в неподвижную систему и представить сигнал трёхфазным. Эту задачу выполняет блок *xy to ABC conversion*. В одном блоке совмещены два упомянутые выше преобразователя (рисунок 5.7).

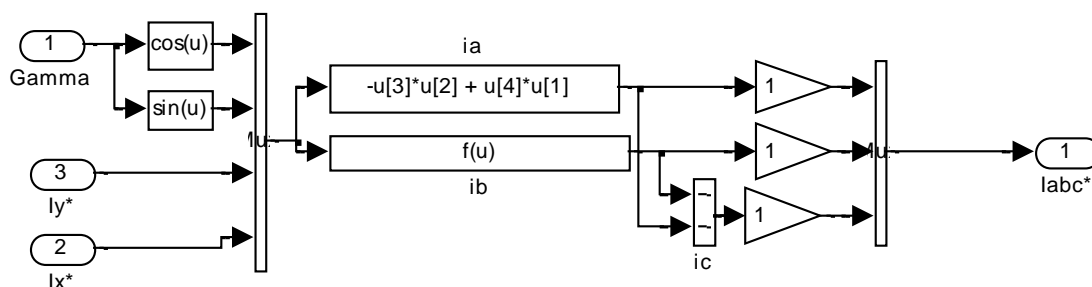


Рисунок 5.7 – Схема модели блока *xy to ABC conversion*

Преобразования идут в машинных единицах, поэтому масштабные коэффициенты не вводятся. На выходе блока имеем трёхфазное задание на требуемой текущей частоте работы инвертора.

Трёхфазный сигнал задания, требуемой частоты и амплитуды тока статора, поступает в блок управления инвертором *Discrete PWM Generator*. Окно установки параметров блока управления инвертором показано на рисунке 5.8. Особенностью схемы управления инвертором является задание несущей частоты 1250Гц, в два раза меньшего значения частоты коммутации (пульсаций). Максимальное значение амплитуды входного сигнала задания любой полярности 10В.

Выходные сигналы блока *Discrete PWM Generator* обеспечивают управление шестью транзисторами инвертора и упакованы в микропроцессорную шину.

Инвертор обрабатывает задание: на обмотках двигателя появляется напряжение и ток. Управление токовое, поэтому регуляторы тока

управляют токами статора по осям x и y таким образом, что бы быстрее отработать задание при ограничении тока на допустимом уровне.

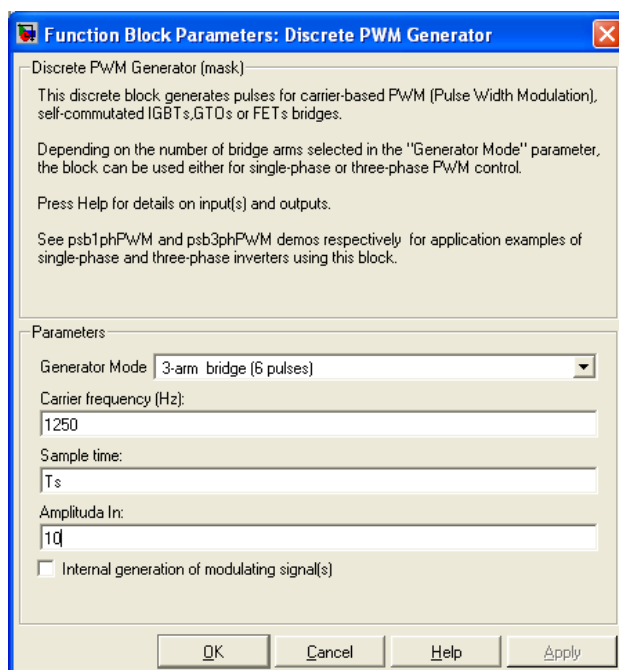


Рисунок 5.8 – Окно ввода параметров блока *Discrete PWM Generator*

Сигнал обратной связи по действительному току статора, квантованный и задержанный после обработки на оговоренные ранее значения, поступает на блок *ABC to xy conversion* и преобразуется в двухфазный и переводится во вращающуюся систему координат. Схема модели блока показана на рисунке 5.9. Преобразования осуществляются в машинных единицах.

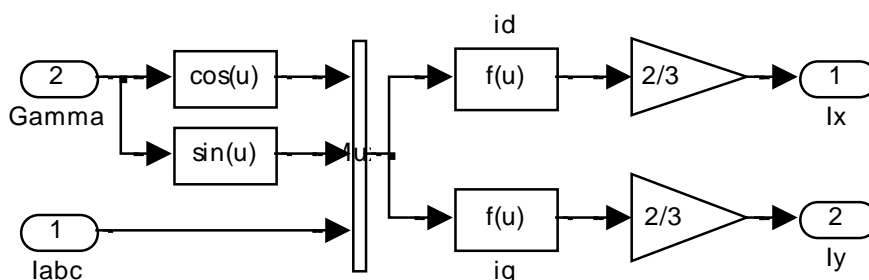


Рисунок 5.9 – Схема модели блока *ABC to xy conversion*

Полученные после выработки сигналы обратных связей по току (по своим осям), квантованные по уровню и задержанные на время обработки, поступают в цепь сравнения с заданными значениями на регуляторы тока.

Так как элементов обратной связи по магнитному потоку нет, то приходится цепь намагничивания двигателя моделировать по данным расчёта схемы замещения. Схема модели цепи намагничивания двигателя представлена на рисунке 5.10.

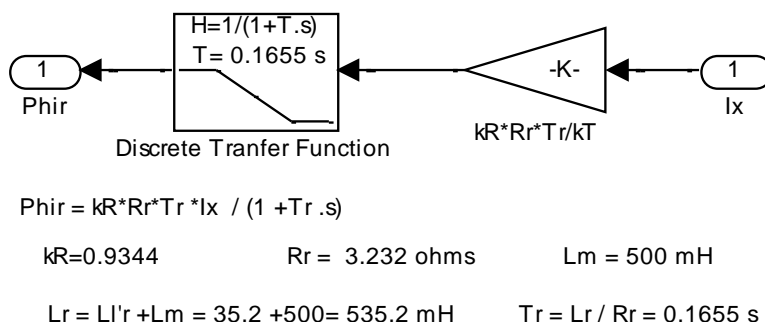


Рисунок 5.10 – Схема модели цепи намагничивания двигателя

Модель составлена в соответствии с выражением (4.10). Единственное различие состоит в наличии коэффициента обратной связи, чтобы перевести машинный ток I_{sx} в абсолютный. Сигнал, сформированный на выходе этого блока, используется как обратная связь по потоку в контуре потока. Квантование и запаздывание, введённые в цепь обратной связи, характеризуют затраты времени на обшчёт модели с определённой точностью.

И, наконец, последний блок *Edit Scope*, входящий в схему векторного управления приводом *Vector Control*. Этот блок позволяет открыть главное меню графической диаграммы, создаваемой в процессе моделирования. Главное меню открывает все предусмотренные *Simulink* возможности редактирования и обработки созданной диаграммы. Для вызова меню необходимо до моделирования вызвать пустой экран *Scope* и произвести моделирование. На экране появляется изображение результата моделирования и главное меню.

Все предварительные обсуждения закончены, переходим к моделированию. На рисунках 5.11 и 5.12 продемонстрированы результаты пуска привода с векторным управлением на номинальную (максимальную) частоту вращения ± 100 1/с. Привод, в целом, удовлетворительно справился с поставленной задачей.

Привод чётко обрабатывает заданную частоту вращения, но пусковой момент (а, следовательно, и пусковой ток) во время пуска несколько непостоянен. Поток ведёт себя нормально, внутренние возмущения существенно не проявляются. Такой же вывод можно сделать, анализируя процессы пуска и реверса на частоту вращения ± 50 1/с (см. рисунки 5.13 и 5.14).

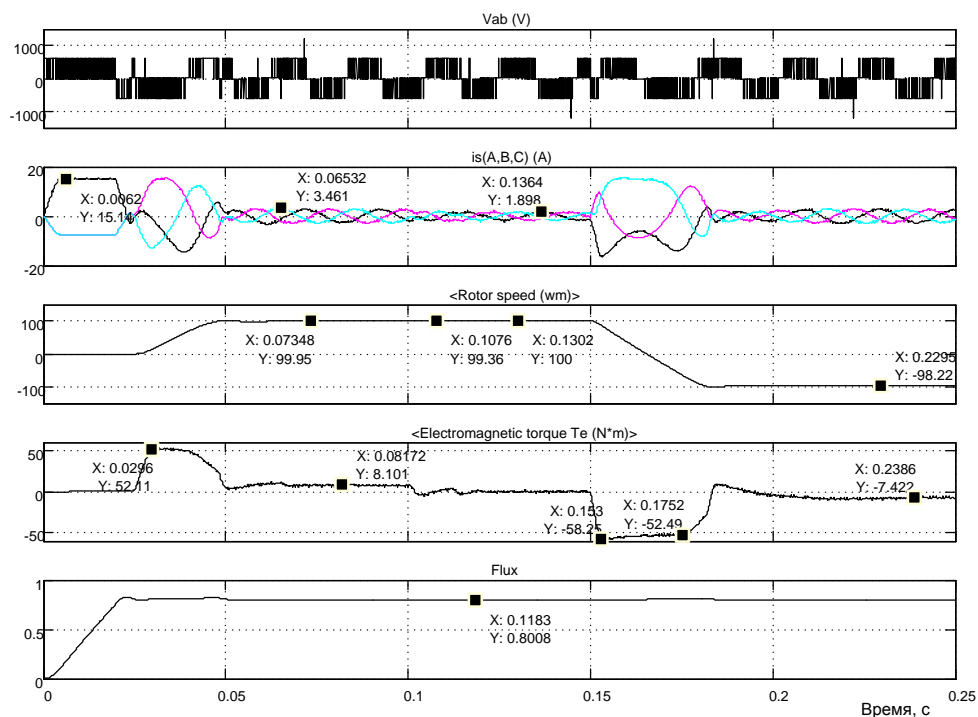


Рисунок 5.11 – Пуск и реверс привода с векторным управлением на ± 100 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

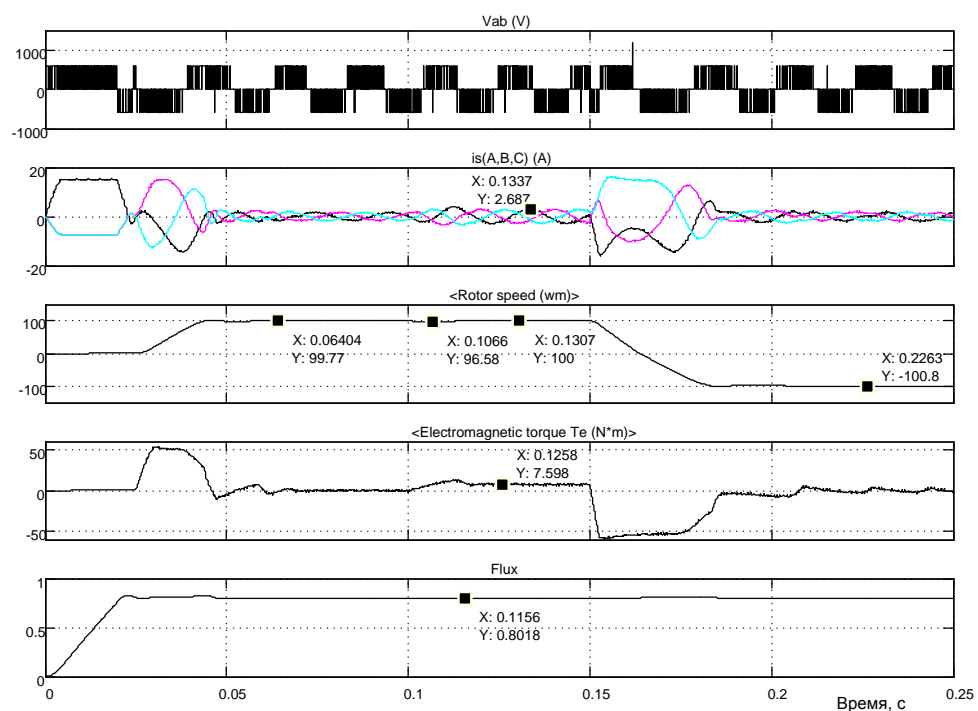


Рисунок 5.12 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на ± 100 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

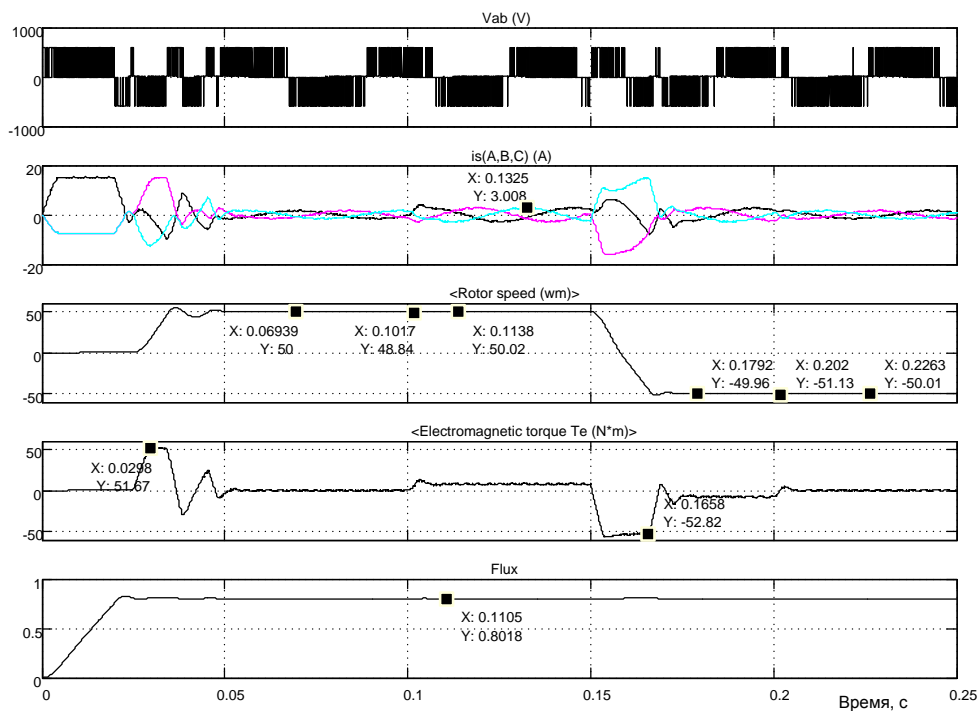


Рисунок 5.13 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на ± 50 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

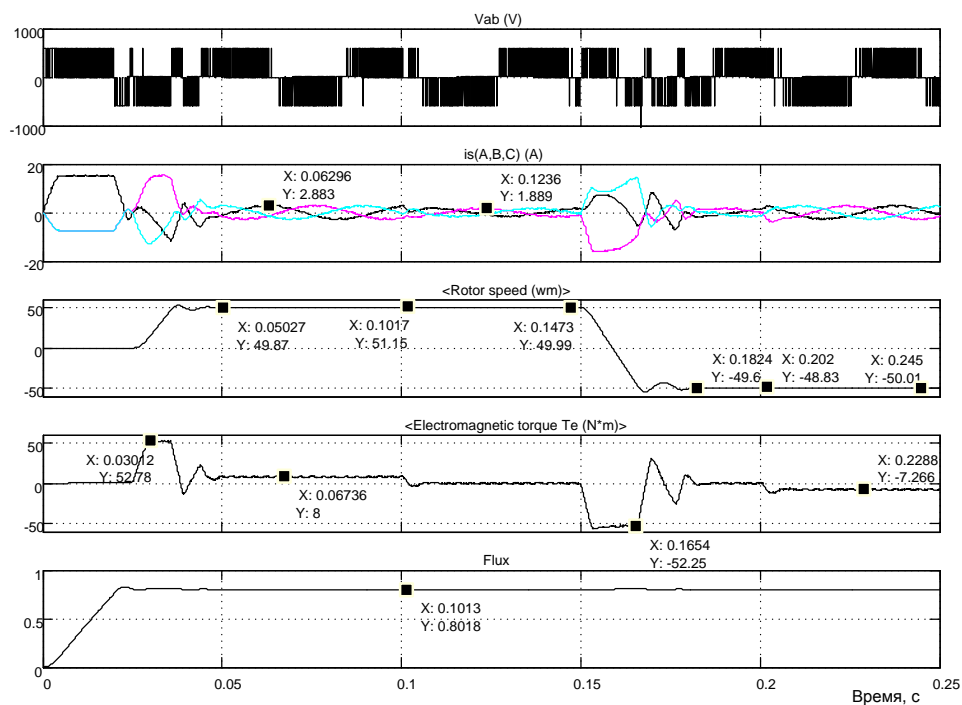


Рисунок 5.14 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на ± 50 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

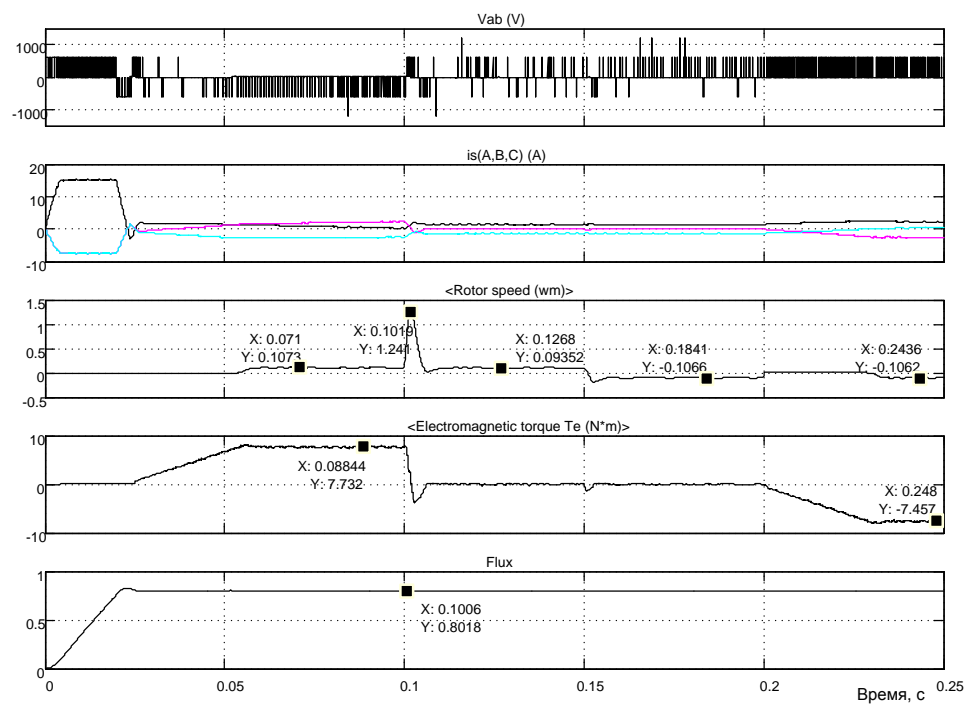


Рисунок 5.15 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на $\pm 0,01$ 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

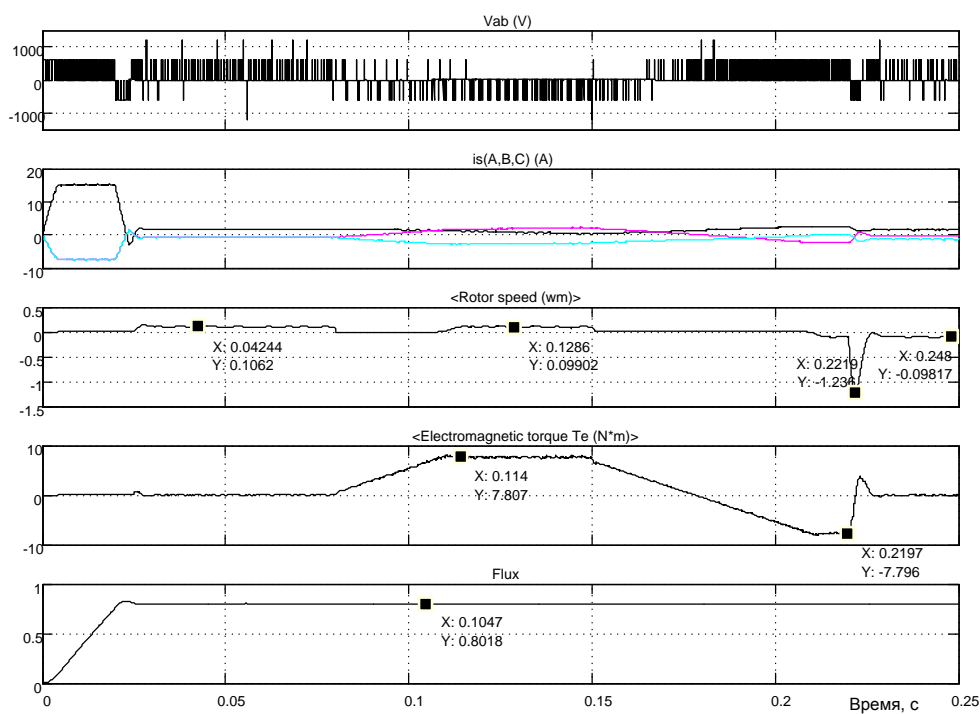


Рисунок 5.16 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на $\pm 0,01$ 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

Анализируя работу привода на малой частоте вращения (см. рисунки 5.15 и 5.16), можно утверждать, что такой электропривод выполняет все функции: четко формирует заданную частоту вращения, восстанавливает заданную частоту вращения после возмущений по нагрузке (момент реактивный не превышал номинальное значение). Разработанный электропривод можно реализовать, если расчетные операции не будут превышать по времени введенных значений и при обработке информации будут применены АЦП и ЦАП соответствующей разрядности.

5.1.2 Реализация источника питания инвертора в виде выпрямителя

На первый взгляд создание источника питания инвертора не представляет сложностей. Однако при проектировании источника питания необходимо учитывать, что запасённая энергия двигателя должна где то приниматься.

Когда в качестве источника применялась батарея, отдаваемая двигателем энергия шла на зарядку батареи (батарея – аккумулятор принимает ток любого знака). При использовании полупроводникового выпрямителя ток может протекать только одного направления. Поэтому при перекачке энергии от двигателя через инвертор к выпрямителю происходит накопление энергии в конденсаторе за счёт увеличения напряжения на нём. Такое решение показано на схеме модели рисунок 5.17.

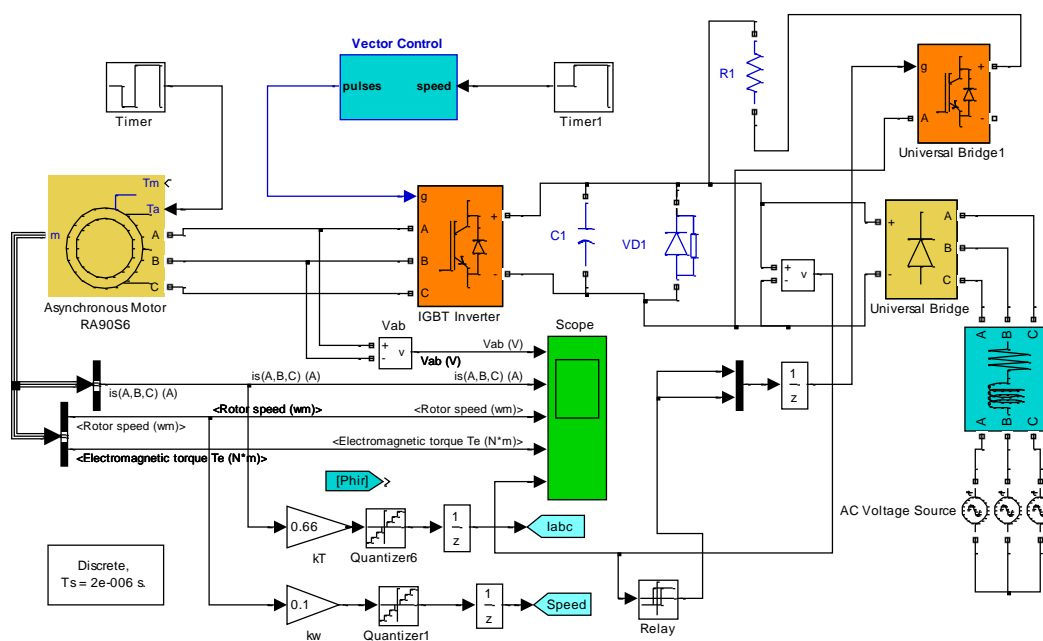


Рисунок 5.17 – Электропривод с источником питания инвертора (Fig5_17)

При увеличении напряжения на конденсаторе $C1$ более 600В с помощью схемы управления включается ключ (*Universal Bridge1*) и подключает параллельно конденсатору так называемый «тормозной» резистор. По существу избыточная энергия двигателя гасится на резисторе. При небольшой мощности привода (до 20...50кВт) такое решение можно принять, при больших мощностях необходимо искать другие решения.

Неуправляемый полупроводниковый усилитель *Universal Bridge* получает питание от сетевого трёхфазного напряжения и обеспечивает напряжение порядка 550В. Фильтрация выпрямленного напряжения осуществляется конденсатором $C1$. Роль конденсатора двойная: во-первых, уменьшить пульсации напряжения выпрямителя; во-вторых, снизить внутреннее сопротивление источника при импульсной нагрузке.

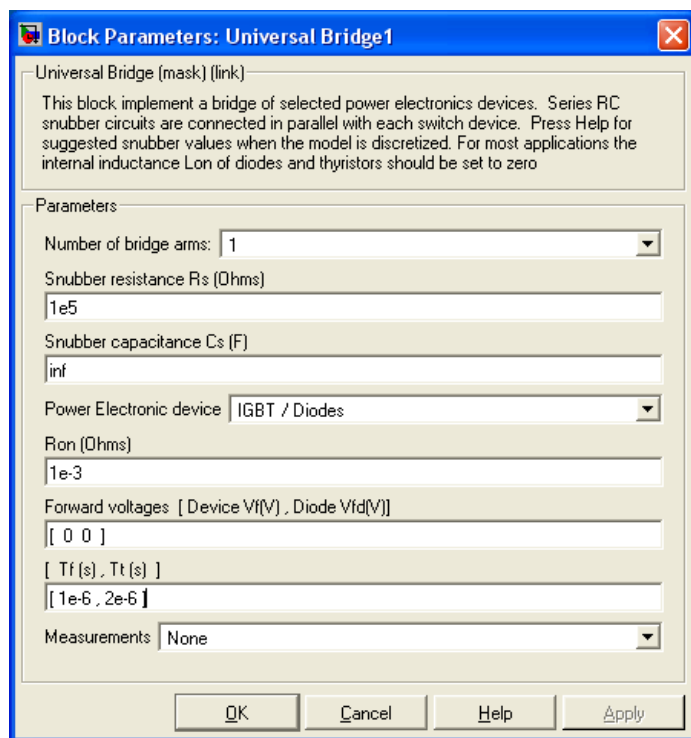


Рисунок 5.18 – Окно настройки блока *Universal Bridge1*

Реализация коммутации «тормозного» резистора $R1$ выполнена на однофазном преобразователе *Universal Bridge1*, у которого используется только верхний транзистор (ключ). Настройка блока показана на рисунке 5.18.

Управление выполнено от блока *Relay*. Так как в однофазном преобразователе *Universal Bridge1* два транзистора, то на выходе блока *Re-*

lay включаем мультиплексор на два входа – оба транзистора управляются одним сигналом. Настройка блока *Relay* показана на рисунке 5.19.

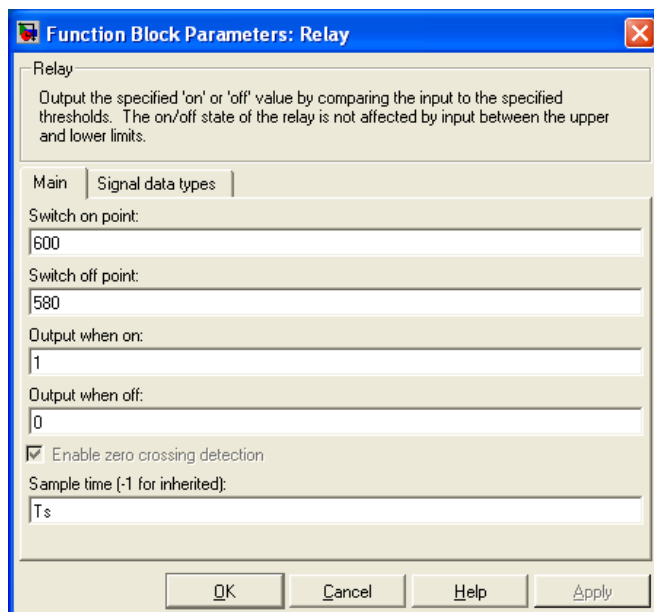


Рисунок 5.19 – Окно настройки блока *Relay*

Включение ключа с резистором *R1* производится при напряжении на выходе выпрямителя (на конденсаторе *C1*) 600В и более, выключение – при снижении напряжения до 580В и ниже.

До производства моделирования сделаем замечание, что наиболее напряжённый режим работы привода генераторный (рекуперативный). Такой режим возможен при активном моменте сопротивления и в этом режиме решающую роль выполняет «тормозной» резистор *R1*. Поэтому нагрузку на двигатель будем подавать по входу *Ta*.

И, последнее уточнение: сопротивление «тормозного» резистора *R1* принято 50м, ёмкость конденсатора *C1* взята 300 мкФ.

Выполним моделирование пуска – реверса двигателя на малую частоту вращения, нагружать двигатель будем активным моментом и назначать знак момента сопротивления таким образом, что бы двигатель в основном работал в генераторном режиме. Программы управления частотой вращения и активным моментом во времени занесены в таймеры *Timer1* и *Timer* и представлены на рисунке 5.20.

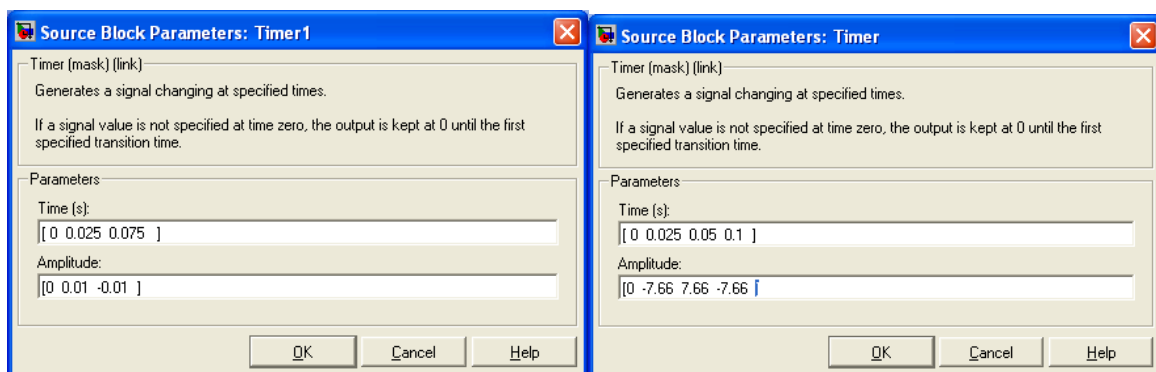


Рисунок 5.20 – Временные программы управления частотой вращения и активным моментом сопротивления

На рисунке 5.21 представлены результаты моделирования работы электропривода с векторным управлением, укомплектованного полностью необходимым оборудованием.

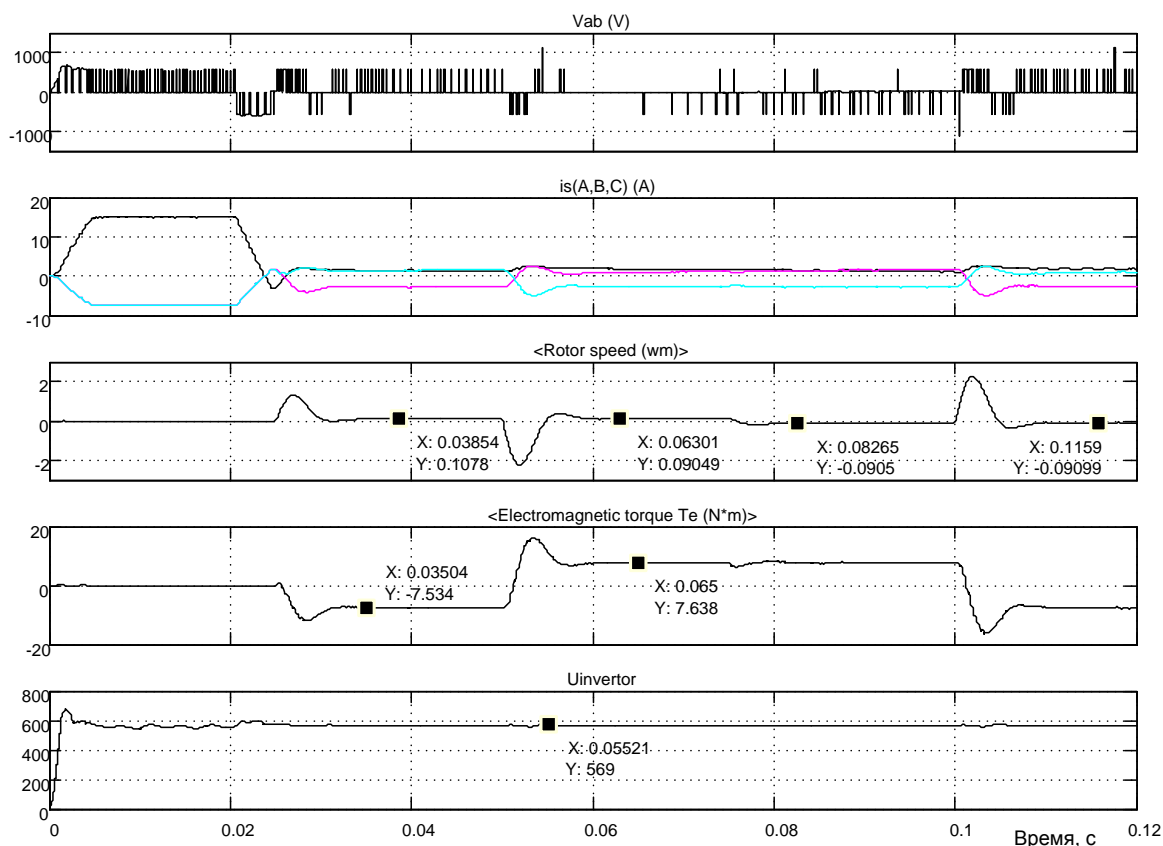


Рисунок 5.21 – Результаты моделирования электропривода с векторным управлением при работе на активную нагрузку (малая скорость)

Первый вывод, который необходимо сделать первым, это принципиально другой характер реакции привода на управления и возмущения.

Перерегулирование стало чётко выраженным фактом и является следствием действия активного момента. Однако задание по частоте вращения выполняется достаточно аккуратно, хотя из-за больших перерегулирований четкость отработки заданной частоты вращения в этом масштабе несколько размыта.

И, третье, напряжение источника питания не превышает 600В. за исключением момента включения привода в сеть.

На рисунке 5.22 продемонстрирована работа электропривода с активным моментом нагрузки на средней частоте вращения.

Привод выполняет все задания. Напряжение источника питания инвертора всё настойчивее приближается к 600В, чаще срабатывает «тормозной» резистор. Это свидетельствует о том, что двигатель на большей скорости имеет большой запас энергии, которую при определённых условиях (перерегулирование, работа в генераторном режиме, реверсирование) старается отдать в цепь инвертора.

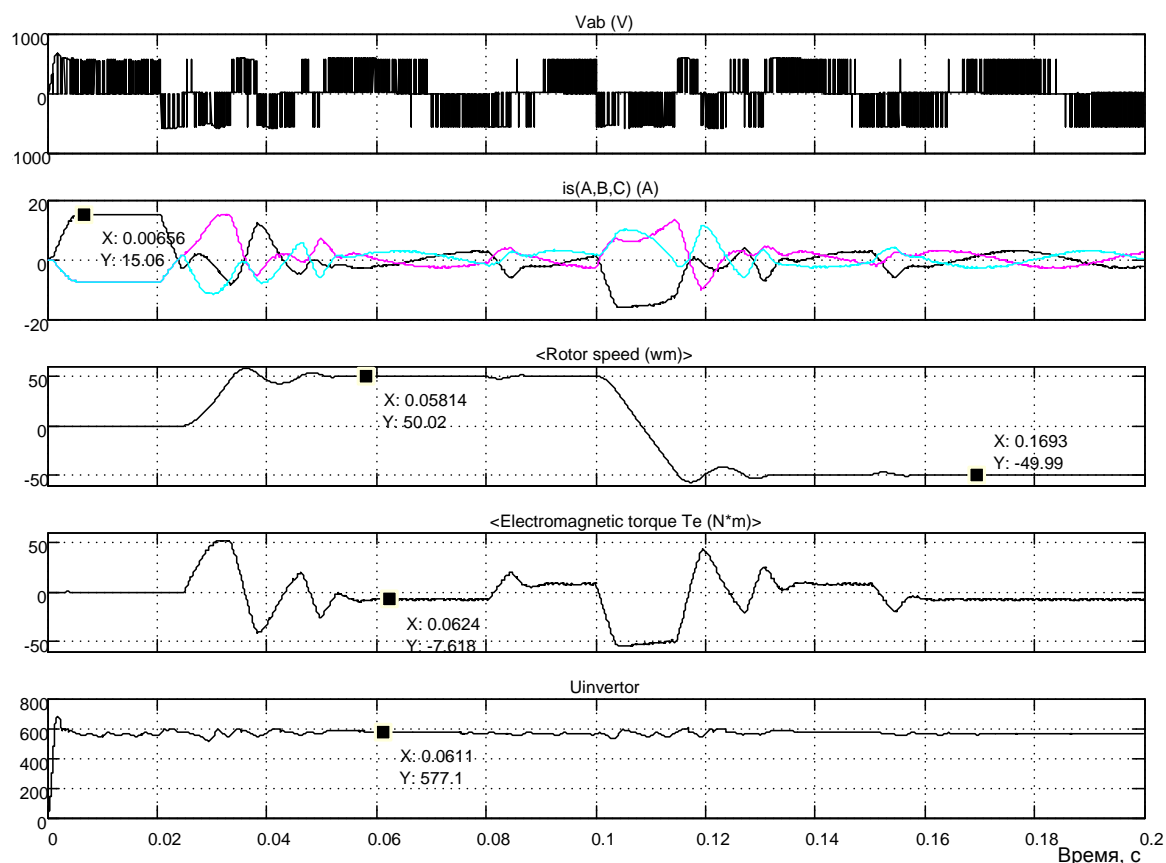


Рисунок 5.22 - Результаты моделирования электропривода с векторным управлением при работе на активную нагрузку (средняя скорость)

На рисунке 5.23 показаны результаты моделирования работы привода на большой скорости. Задания выполняются, но не достаточно чётко. Однако конкретных претензий нет – частота вращения соответствует заданному значению, после возмущения по нагрузке возвращается на заданное значение.

Напряжение питания инвертора вплотную приблизилось к 600В. Всё большая часть энергии возвращается двигателем, работающим с активной нагрузкой.

В заключении отметим, что разработанный электропривод уверенно работает в диапазоне 1000 с различным характером нагрузки, при воздействии нагрузки номинального значения астатические свойства системы не нарушаются во всём диапазоне частоты вращения.

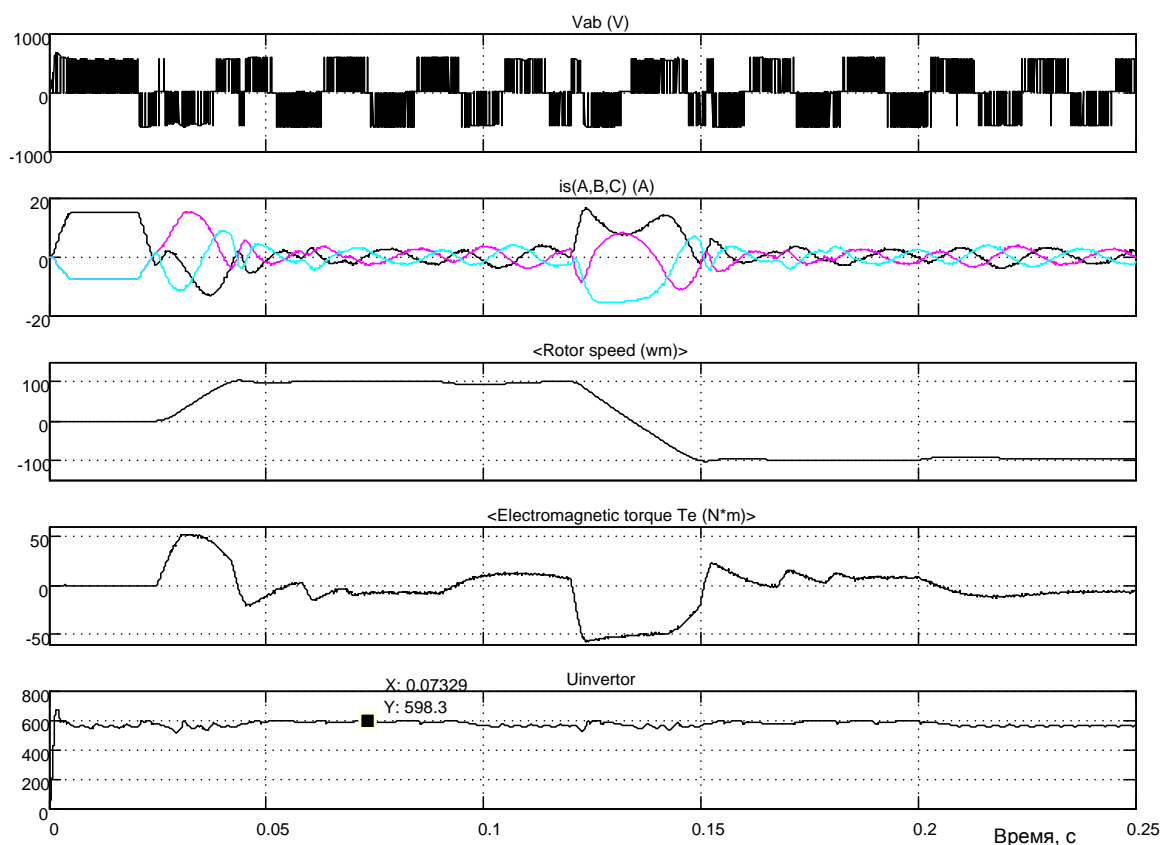


Рисунок 5.23 - Результаты моделирования электропривода с векторным управлением при работе на активную нагрузку (большая скорость)

5.2 Разработка на основе инвертора с релейным управлением

5.2.1 Реализация источника питания инвертора в виде батареи

Укажем основные элементы электропривода: асинхронный короткозамкнутый двигатель, инвертор (преобразователь частоты), источник питания инвертора и схема векторного управления (регуляторы, преобразователи координат и фаз, вычислитель частоты вращения системы координат и частоты инвертора, модели структурных элементов двигателя, информация о которых недоступна для прямого или косвенного измерения).

На рисунке 5.24 приведена схема модели электропривода с векторным управлением. Все составляющие электропривода представлены, кроме источника питания инвертора. В качестве источника питания использован идеальный элемент – батарея (аккумулятор), способные отдавать энергию и принимать её.

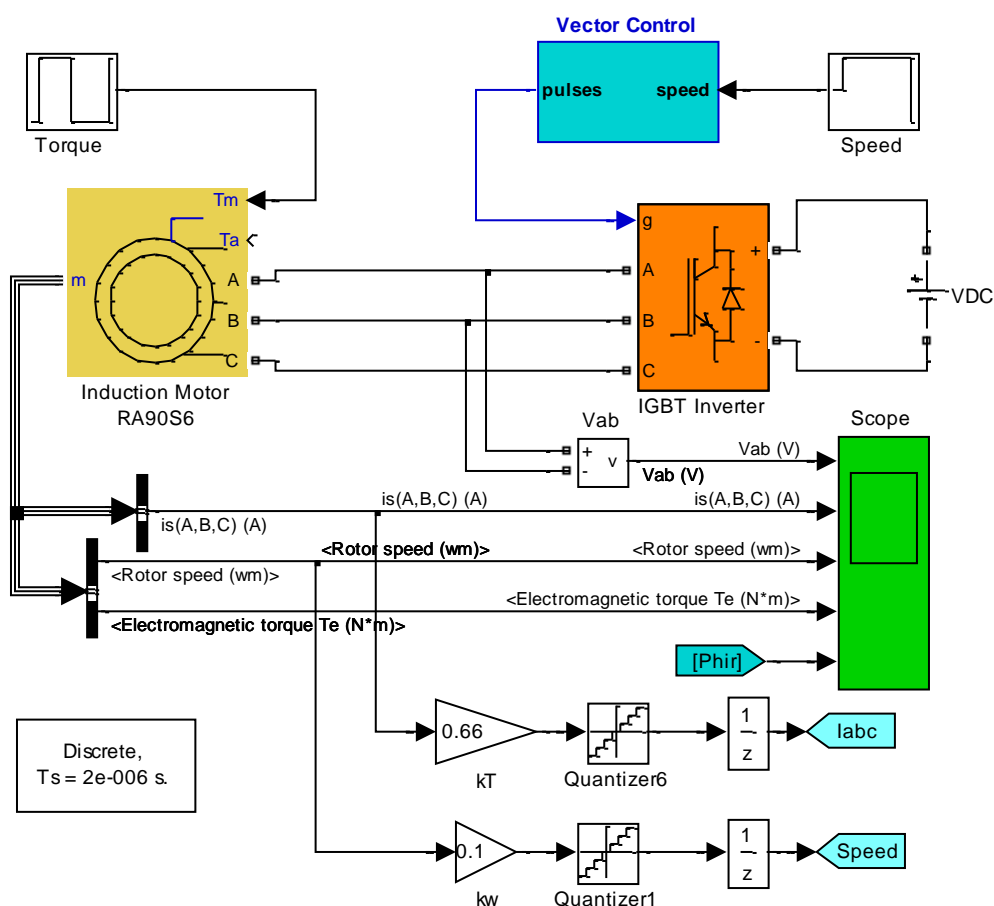


Рисунок 5.24 – Схема модели электропривода с векторным управлением (Fig5_24)

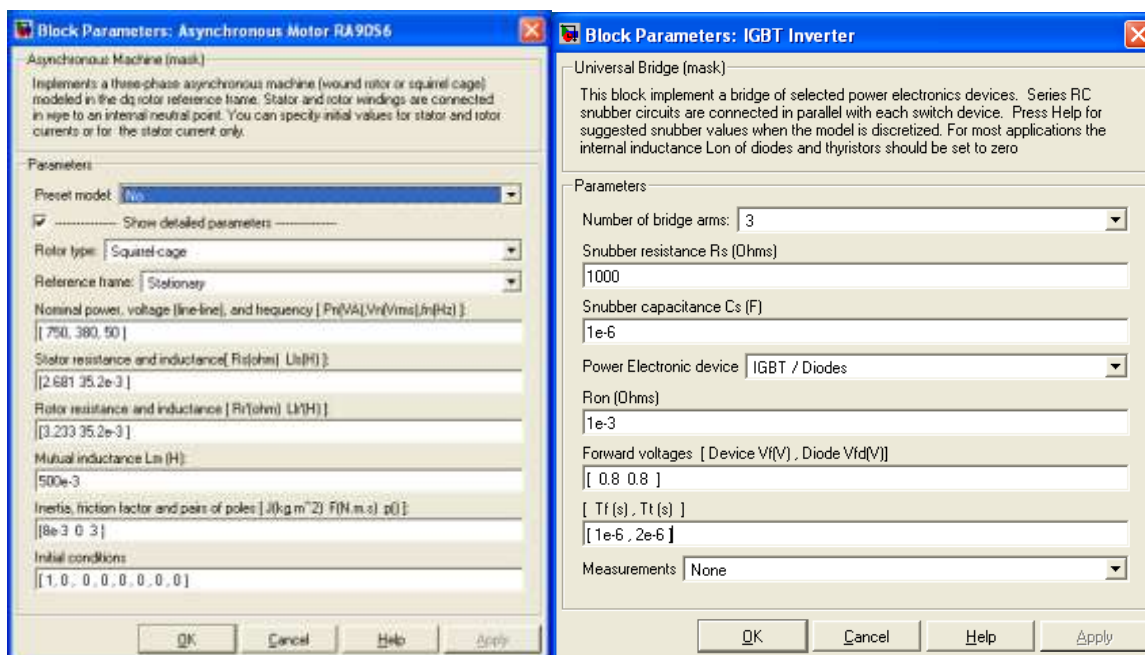


Рисунок 5.25 – Окна ввода параметров двигателя и инвертора

На рисунке 5.25 показаны установленные параметры асинхронного двигателя и трёхфазного инвертора. Напряжение питания инвертора принято 600В, которое обеспечивает элемент *VDC*. Задание скорости обеспечивает блок *Speed*, установка нагрузки осуществляется блоком *Torque*. Параметры цепей обратных связей по частоте вращения и току приняты расчётными.

Процесс моделирования в данной модели принят с фиксированным шагом с использованием дискретной решающей программы. Шаг моделирования T_s задаётся в специальном окне, доступ к которому возможен при обращении к главному меню (*File* → *Model Properties* → *Callbacks*). В связи с этим форма представления настроек блоков модели специфична и в окне *Sample (Sampling) Time* необходимо указывать символ T_s . Соответствующие перестройки были выполнены. Кроме того, для ускорения решения использована процедура *Accelerator*. Перед началом моделирования *Simulink* создаёт дополнительный файл, на что используется время.

Для визуализации результатов моделирования используется осциллограф *Scope*.

Центральным звеном электропривода является схема векторного управления, модель которой представлена на рисунке 5.26.

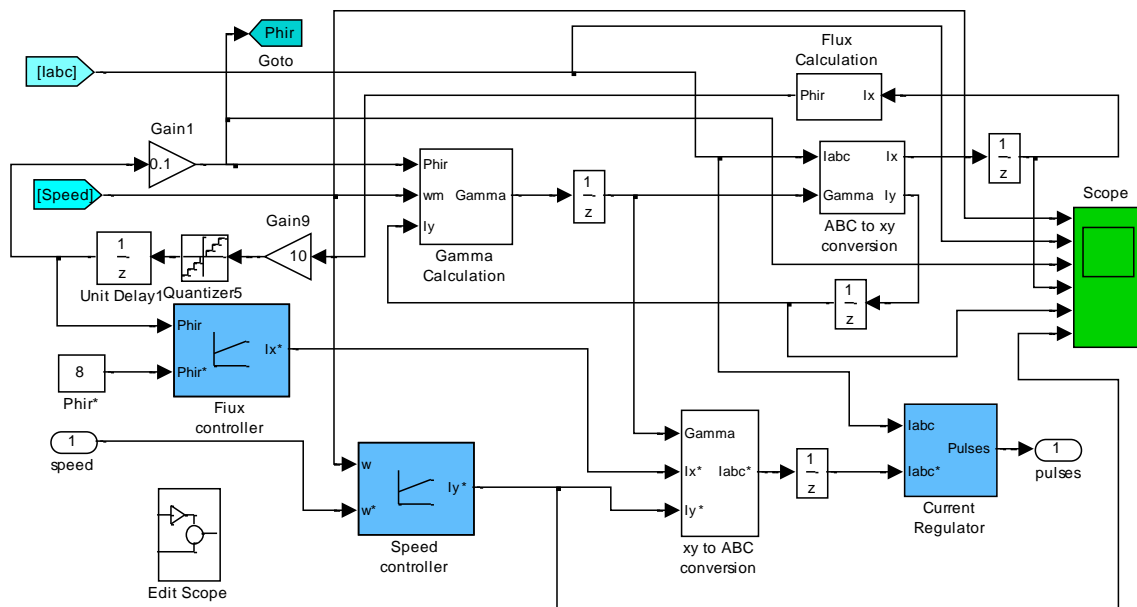


Рисунок 5.26 – Модель схемы управления приводом Vектор Control

Часть элементов схемы нам уже знакома – это регуляторы потока и скорости, окна настройки которых показаны на рисунке 5.27.

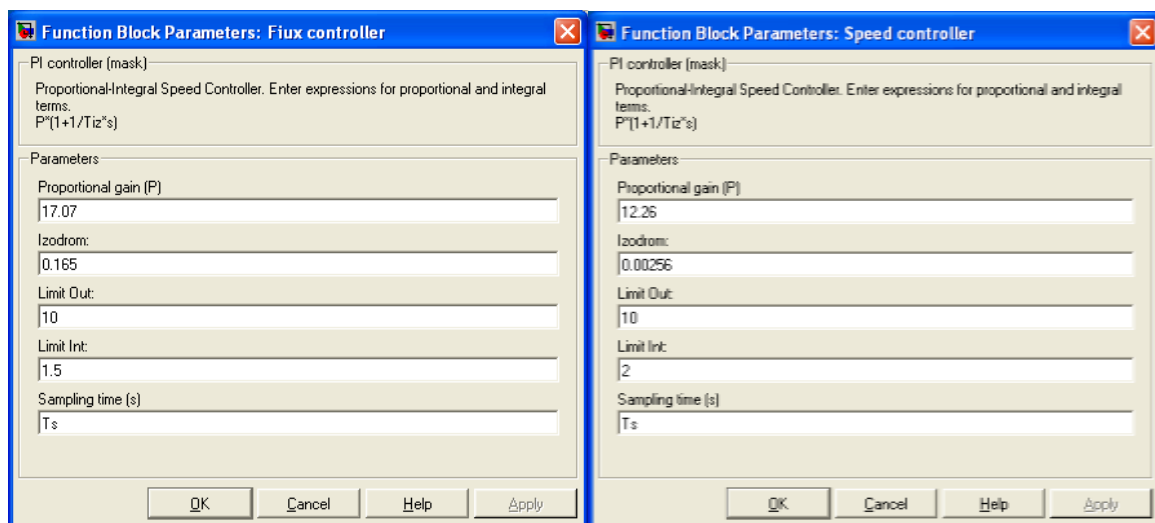


Рисунок 5.27 – Окна ввода параметров регуляторов потока и скорости

Отличие этих моделей регуляторов от ранее использованных состоит в применении дискретных интеграторов и заполнении окна *Sampling time* символом T_s . Основные (все) значения параметров регуляторов занесены без изменения.

На блок *Vector Control* (см. рисунок 5.26) от двигателя поступают два сигнала, доступные для измерения – трёхфазный ток статора и час-

тота вращения ротора. Остальные сигналы вычисляет схема векторного управления. Прежде всего, должна быть вычислена частота вращения координат ω_k (частота инвертора) и текущий угол поворота координат γ . Эту функцию выполняет блок *Gamma Calculation*, схема модели которого показана на рисунке 5.28.

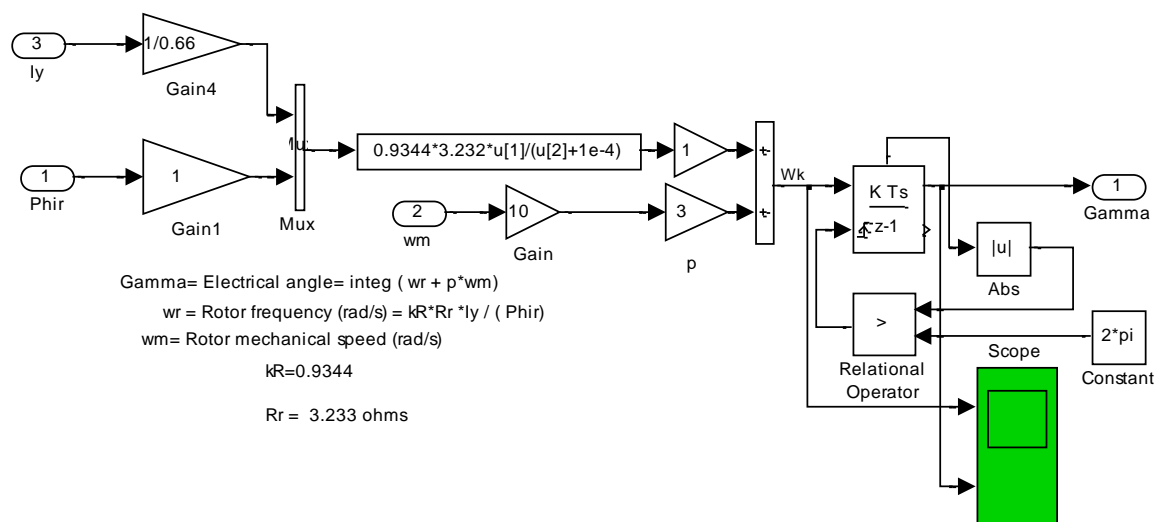


Рисунок 5.28 – Схема модели блока *Gamma Calculation*

Блок реализует два уравнения (4.9) и (4.7). Так как уравнения записаны в абсолютных единицах, а ω_m действует в схеме в машинных единицах, то на входе ω_m (рисунок 5.28) появился усилитель с коэффициентом усиления 10. По этой же причине появился усилитель на входе I_y с коэффициентом усиления 1/0,66. Угол поворота система координат формирует дискретный интегратор, в схеме управления интегратором предусмотрен сброс выходного напряжения интегратора до нулевого уровня при достижении значения 2π .

Далее, регуляторы потока и скорости вырабатывают задание на ток статора двигателя в двух фазах во вращающейся системе координат. Необходимо перевести задание в неподвижную систему и представить сигнал трёхфазным. Эту задачу выполняет блок *xy to ABC conversion*. В одном блоке совмещены два упомянутые выше преобразователя (рисунок 5.29).

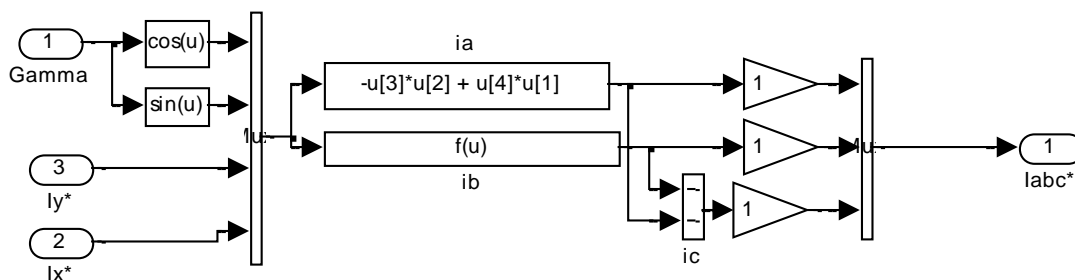


Рисунок 5.29 – Схема модели блока *xy to ABC conversion*

Преобразования идут в машинных единицах, поэтому масштабные коэффициенты не вводятся. На выходе блока имеем трёхфазное задание на требуемой текущей частоте работы инвертора. Трёхфазный сигнал задания, требуемой частоты и амплитуды тока статора, поступает на релейный блок управления инвертором (регулятор тока) *Current Regulator*. Окно установки параметров релейного регулятора тока показано на рисунке 5.30.

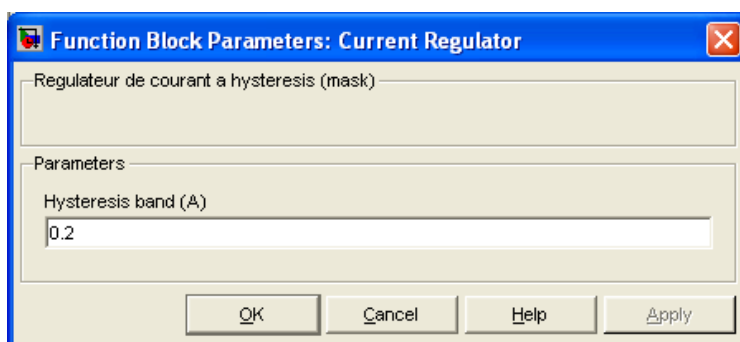


Рисунок 5.30 – Окно ввода параметров блока *Current Regulator*

Максимальное значение амплитуды входного сигнала задания любой полярности 10В. Задание релейному регулятору тока *Current Regulator* $\pm 0,2$ В в машинных единицах (рисунок 5.30). Пульсации тока составляют около 0,6А при частоте, близкой к 2500Гц.

Выходные сигналы блока *Current Regulator* обеспечивают управление шестью транзисторами инвертора и упакованы в микропроцессорную шину.

Инвертор отрабатывает задание: на обмотках двигателя появляется напряжение и ток. Сигнал обратной связи по действительному току статора, квантованный и задержанный после обработки на оговоренные ранее значения, поступает на релейный регулятор тока *Current Regulator* и начинает отрабатываться ток статора. Сигнал действительного значения трёхфазного тока статора поступает так же на блок *ABC to xy conversion*, преобразуется в двухфазный и переводится во вращающую-

ся систему координат. Схема модели блока показана на рисунке 5.31. Преобразования осуществляются в машинных единицах.

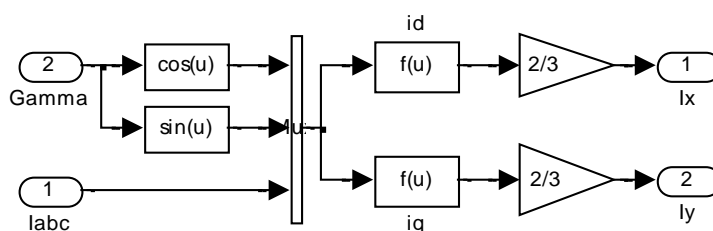
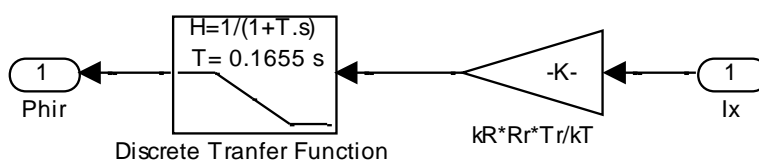


Рисунок 5.31 – Схема модели блока *ABC to xy conversion*

Так как элементов обратной связи по магнитному потоку нет, то приходится цепь намагничивания двигателя моделировать по данным расчёта схемы замещения. Схема модели цепи намагничивания двигателя представлена на рисунке 5.32.



$$\text{Phir} = kR \cdot R_r \cdot T_r \cdot I_x / (1 + T_r \cdot s)$$

$$kR = 0.9344$$

$$R_r = 3.232 \text{ ohms}$$

$$L_m = 500 \text{ mH}$$

$$L_r = L_l' + L_m = 35.2 + 500 = 535.2 \text{ mH}$$

$$T_r = L_r / R_r = 0.1655 \text{ s}$$

Рисунок 5.32 – Схема модели цепи намагничивания двигателя

Модель составлена в соответствии с выражением (4.10). Единственное различие состоит в наличии коэффициента обратной связи, чтобы перевести машинный ток I_{sx} в абсолютный. Сигнал, сформированный на выходе этого блока, используется как обратная связь по потоку в контуре потока. Квантование и запаздывание, введенные в цепь обратной связи, характеризуют затраты времени на обсчёт модели с определённой точностью.

И, наконец, последний блок *Edit Scope*, входящий в схему векторного управления приводом *Vector Control*. Этот блок позволяет открыть главное меню графической диаграммы, создаваемой в процессе моделирования. Главное меню открывает все предусмотренные *Simulink* возможности редактирования и обработки созданной диаграммы. Для вызова меню необходимо до моделирования вызвать пустой экран *Scope* и произвести моделирование. На экране появляется изображение результата моделирования и главное меню.

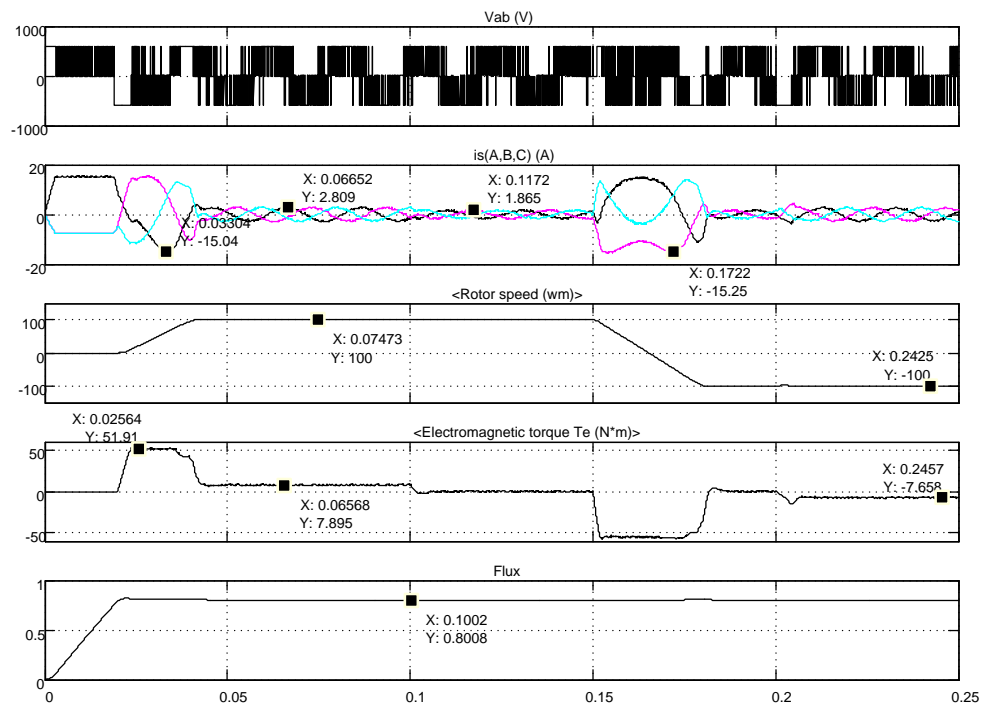


Рисунок 5.33 – Пуск и реверс привода с векторным управлением на ± 100 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

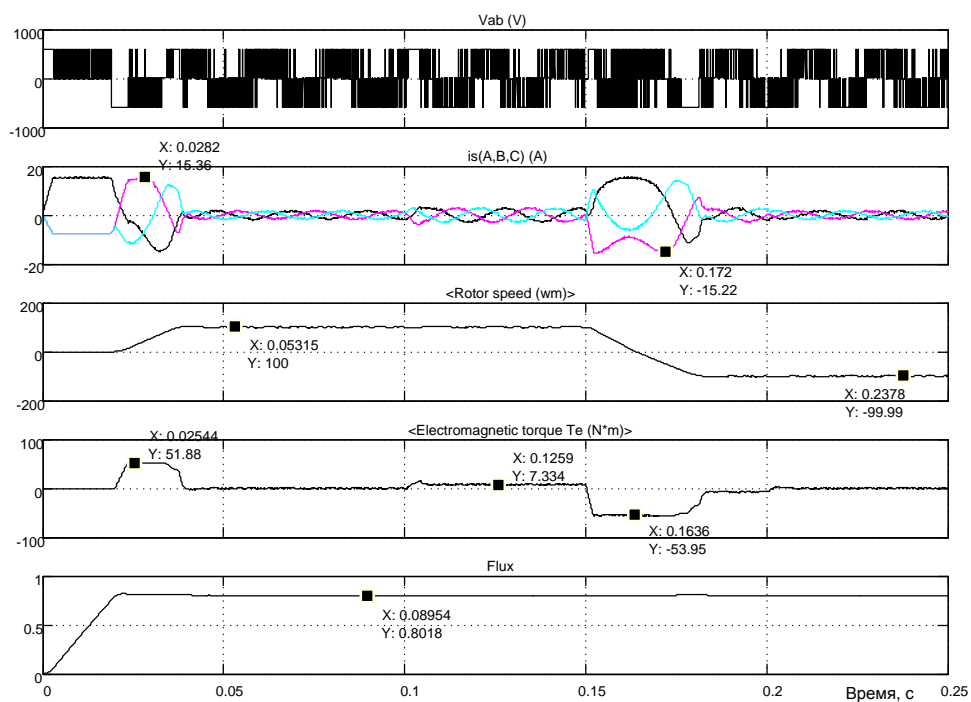


Рисунок 5.34 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на ± 100 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

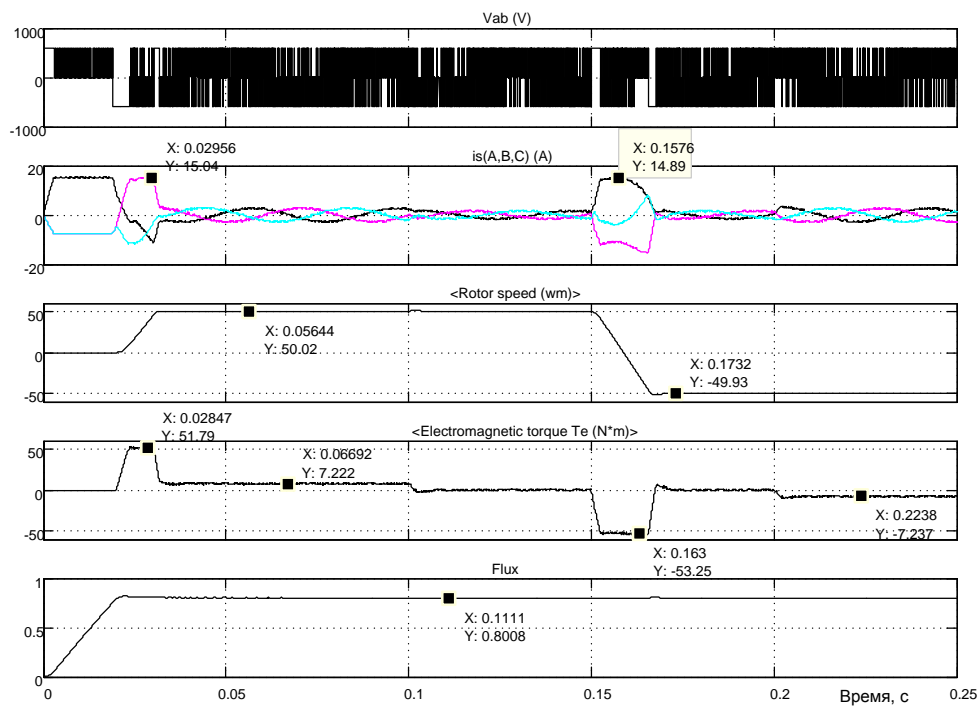


Рисунок 5.35 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на ± 50 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

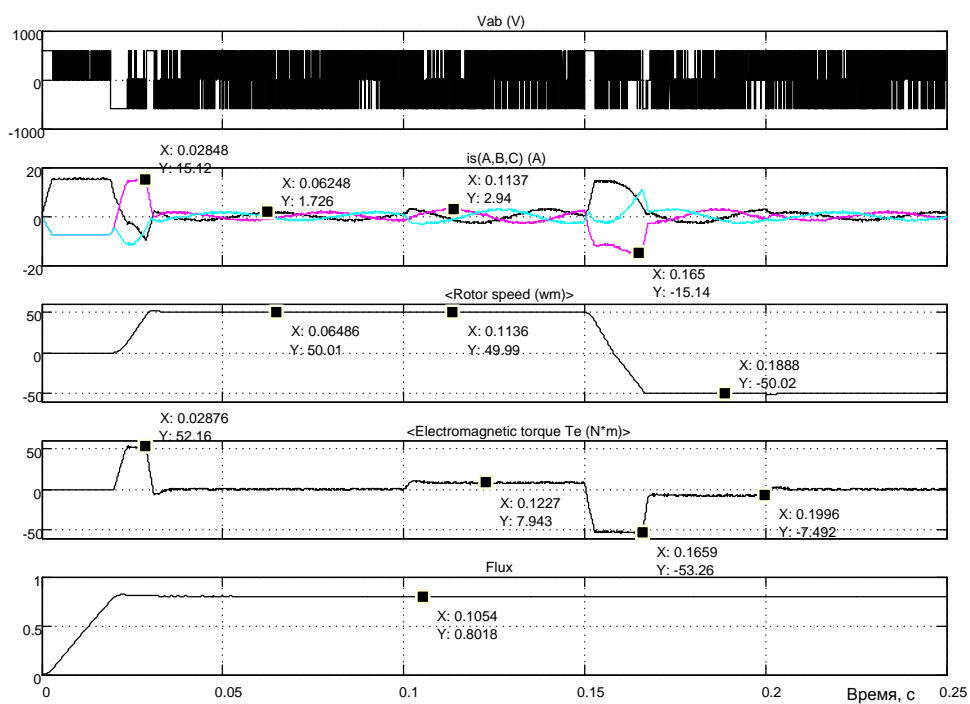


Рисунок 5.36 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на ± 50 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

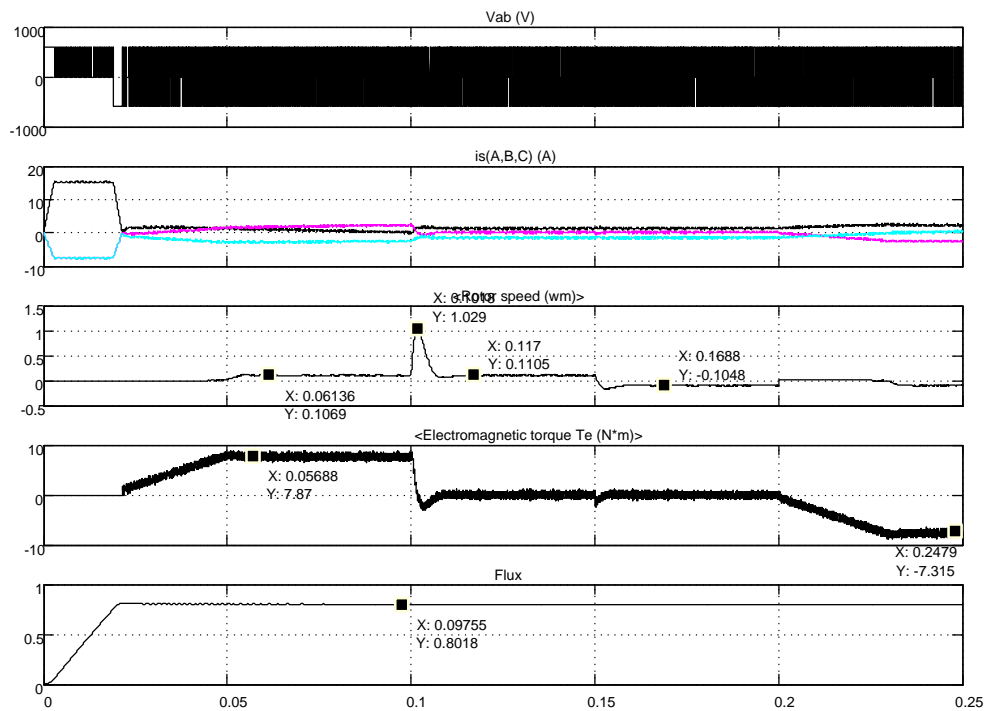


Рисунок 5.37 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на $\pm 0,01$ 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

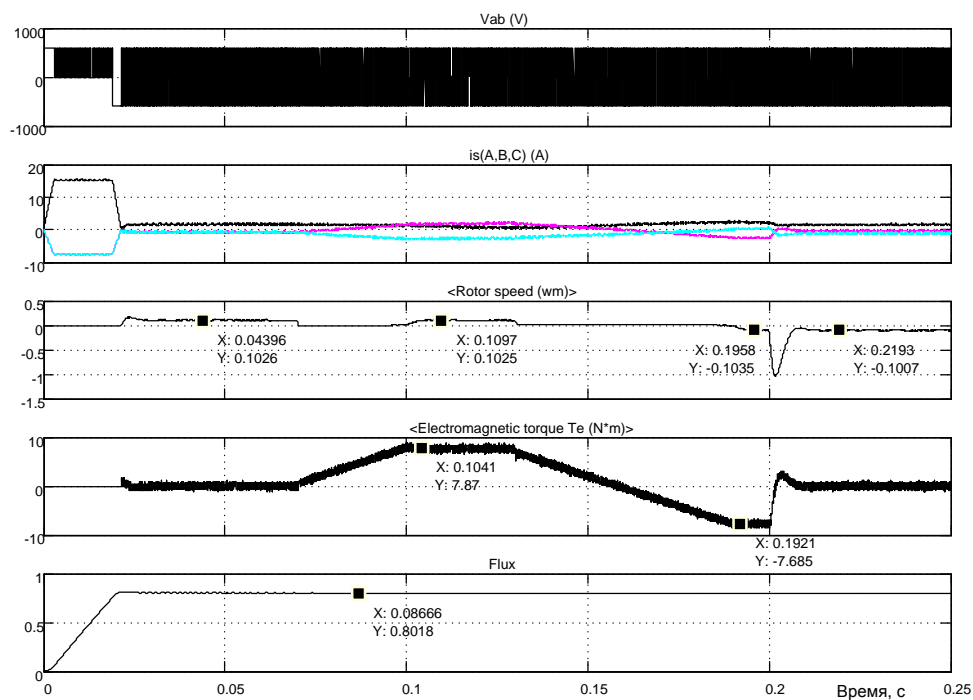


Рисунок 5.38 - Пуск и реверс привода с векторным управлением на $\pm 0,01$ 1/с с различным порядком действия реактивных нагрузок

Все предварительные обсуждения закончены, переходим к моделированию. На рисунках 5.33 и 5.34 продемонстрированы результаты пуска привода с векторным управлением на номинальную (максимальную) частоту вращения ± 100 1/с. Привод чётко справился с поставленной задачей. Снижение пускового момента при выходе на номинальную частоту вращения обусловлено отсутствием запаса по напряжению на инверторе. Поток ведёт себя нормально, внутренние возмущения существенно не проявляются. Такой же вывод можно сделать, анализируя процессы пуска и реверса на частоту вращения ± 50 1/с (см. рисунки 5.35 и 5.36).

Анализируя работу привода на малой частоте вращения (см. рисунки 5.37 и 5.38), можно утверждать, что такой электропривод выполняет все функции: чётко формирует заданную частоту вращения, восстанавливает заданную частоту вращения после возмущений по нагрузке (момент реактивный не превышал номинальное значение). Разработанный электропривод можно реализовать, если расчетные операции не будут превышать по времени введённых значений и при обработке информации будут применены АЦП и ЦАП соответствующей разрядности.

5.2.2 Реализация источника питания инвертора в виде выпрямителя

На первый взгляд создание источника питания инвертора не представляет сложностей. Однако при проектировании источника питания необходимо учитывать, что запасённая энергия двигателя должна где то приниматься.

Когда в качестве источника применялась батарея, отдаваемая двигателем энергия шла на зарядку батареи (батарея – аккумулятор принимает ток любого знака). При использовании полупроводникового выпрямителя ток может протекать только одного направления. Поэтому при перекачке энергии от двигателя через инвертор к выпрямителю происходит накопление энергии в конденсаторе за счёт увеличения напряжения на нём. Такое решение показано на схеме модели рисунок 5.39.

При увеличении напряжения на конденсаторе $C1$ более 600В с помощью схемы управления включается ключ (*Universal Bridge1*) и подключает параллельно конденсатору так называемый «тормозной» резистор. По существу избыточная энергия двигателя гасится на резисторе. При небольшой мощности привода (до 20...50кВт) такое решение можно принять, при больших мощностях необходимо искать другие решения.

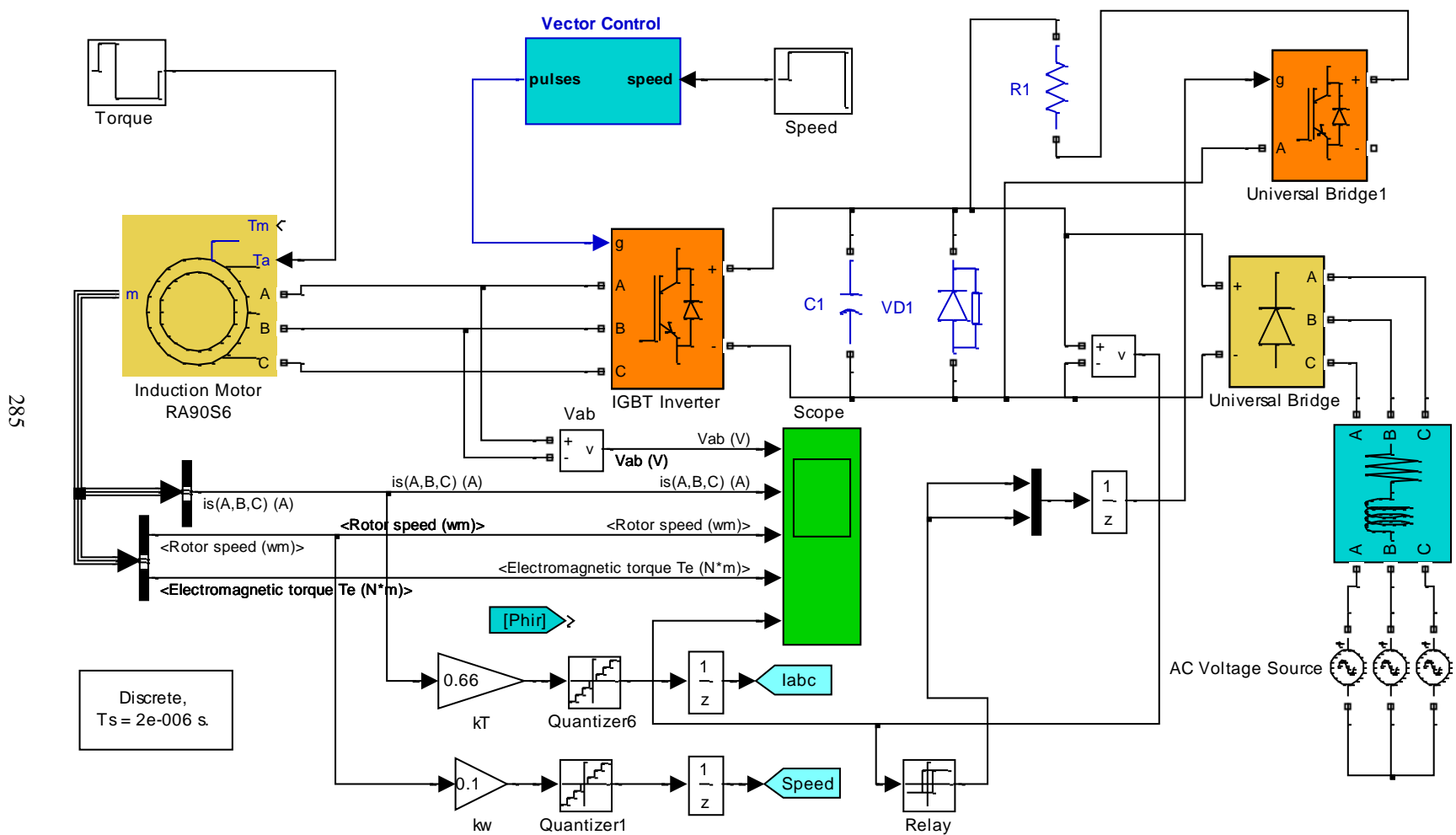


Рисунок 5.39 - Схема модели векторного управления электропривода с источником питания инвертора (Fig5_39)

Неуправляемый полупроводниковый усилитель *Universal Bridge* получает питание от сетевого трёхфазного напряжения и обеспечивает напряжение порядка 550В. Фильтрация выпрямленного напряжения осуществляется конденсатором *C1*. Роль конденсатора двойная: во-первых, уменьшить пульсации напряжения выпрямителя; во-вторых, снизить внутреннее сопротивление источника при импульсной нагрузке.

Реализация коммутации «тормозного» резистора *R1* выполнена на однофазном преобразователе *Universal Bridge1*, у которого используется только верхний транзистор (ключ). Настройка блока показана на рисунке 5.40.

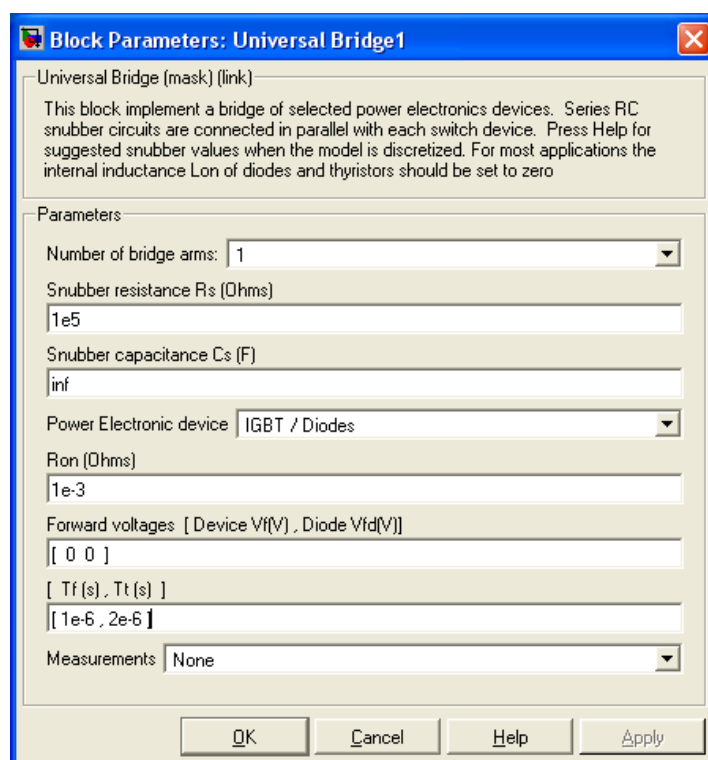


Рисунок 5.40 – Окно настройки блока *Universal Bridge1*

Управление выполнено от блока *Relay*. Так как в однофазном преобразователе *Universal Bridge1* два транзистора, то на выходе блока *Relay* включаем мультиплексор на два входа – оба транзистора управляются одним сигналом. Настройка блока *Relay* показана на рисунке 5.41.

Включение ключа с резистором *R1* производится при напряжении на выходе выпрямителя (на конденсаторе *C1*) 600В и более, выключение – при снижении напряжения до 580В и ниже.

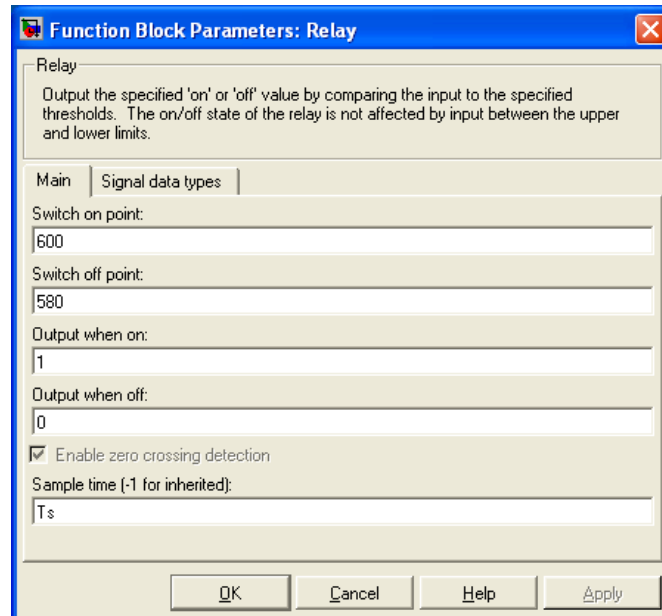


Рисунок 5.41 – Окно настройки блока *Relay*

До производства моделирования сделаем замечание, что наиболее напряжённый режим работы привода генераторный (рекуперативный). Такой режим возможен при активном моменте сопротивления и в этом режиме решающую роль выполняет «тормозной» резистор $R1$. Поэтому нагрузку на двигатель будем подавать по входу Ta .

И, последнее уточнение: сопротивление «тормозного» резистора $R1$ принято 50 Ом, ёмкость конденсатора $C1$ взята 300 мкФ.

Выполним моделирование пуска – реверса двигателя на малую частоту вращения, нагружать двигатель будем активным моментом и назначать знак момента сопротивления таким образом, что бы двигатель в основном работал в генераторном режиме. Программы управления частотой вращения и активным моментом во времени занесены в таймеры *Speed* и *Torque* и представлены на рисунке 5.42.

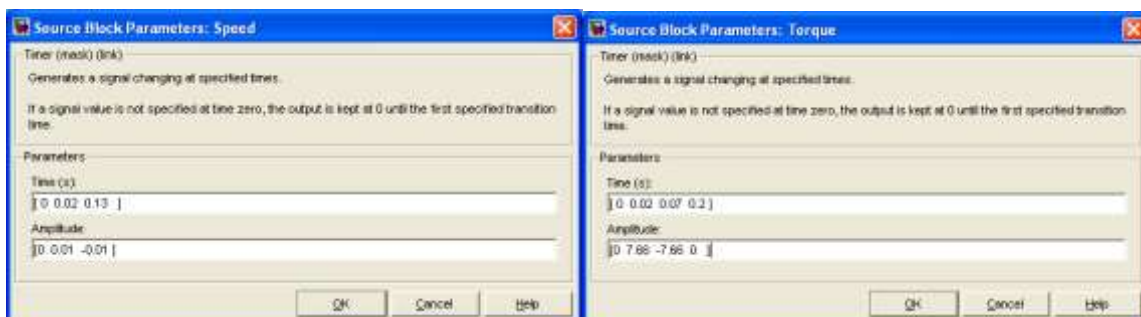


Рисунок 5.42 – Временные программы управления частотой вращения и активным моментом сопротивления

На рисунке 5.43 представлены результаты моделирования работы электропривода с векторным управлением, укомплектованного полностью необходимым оборудованием.

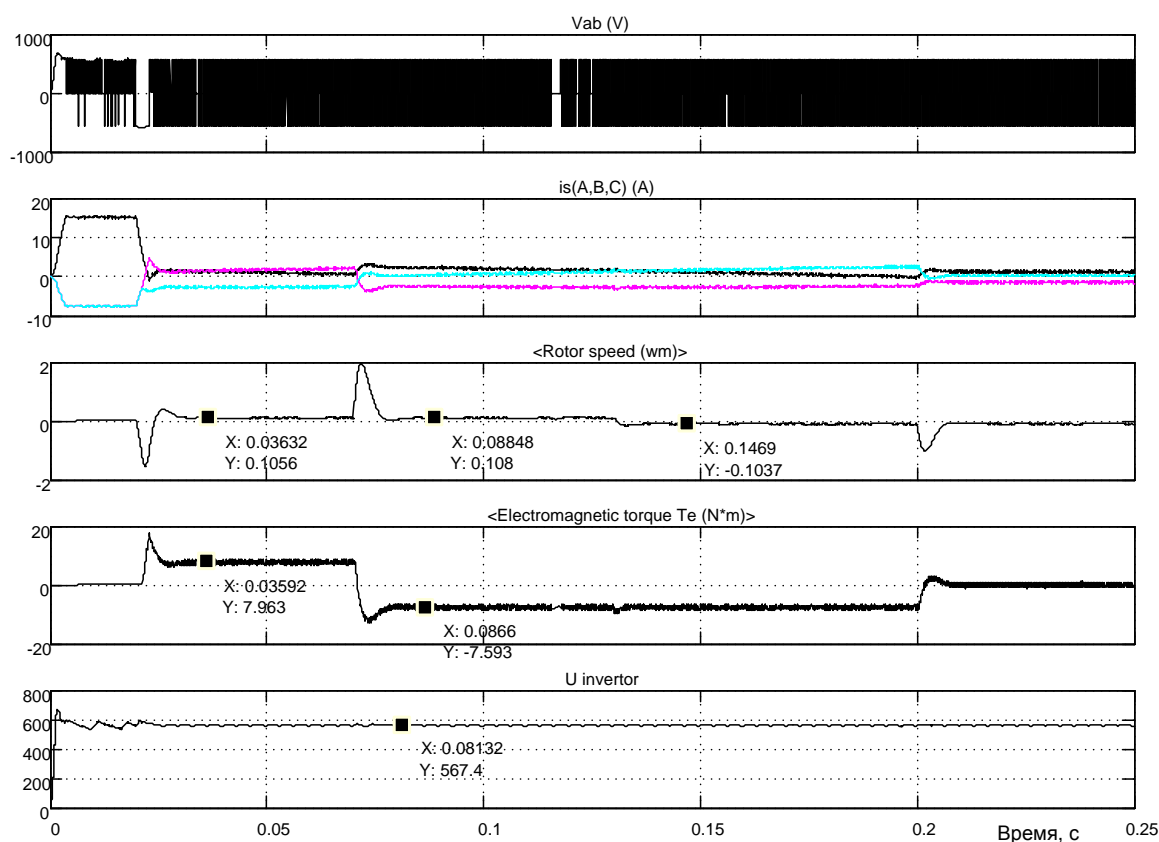


Рисунок 5.43 - Результаты моделирования электропривода с векторным управлением при работе на активную нагрузку (малая скорость)

Первый вывод, который необходимо сделать первым, это принципиально другой характер реакции привода на управления и возмущения. Перерегулирование стало чётко выраженным фактом и является следствием действия активного момента. Однако задание по частоте вращения выполняется достаточно аккуратно, хотя из-за больших перерегулирований четкость отработки заданной частоты вращения в этом масштабе несколько размыта.

И, третье, напряжение источника питания не превышает 600В. за исключением момента включения привода в сеть.

На рисунке 5.44 продемонстрирована работа электропривода с активным моментом нагрузки на средней частоте вращения.

Привод выполняет все задания. Напряжение источника питания инвертора всё настойчивее приближается к 600В, чаще срабатывает

«тормозной» резистор. Это свидетельствует о том, что двигатель на большей скорости имеет большой запас энергии, которую при определенных условиях (перерегулирование, работа в генераторном режиме, реверсирование) старается отдать в цепь инвертора.

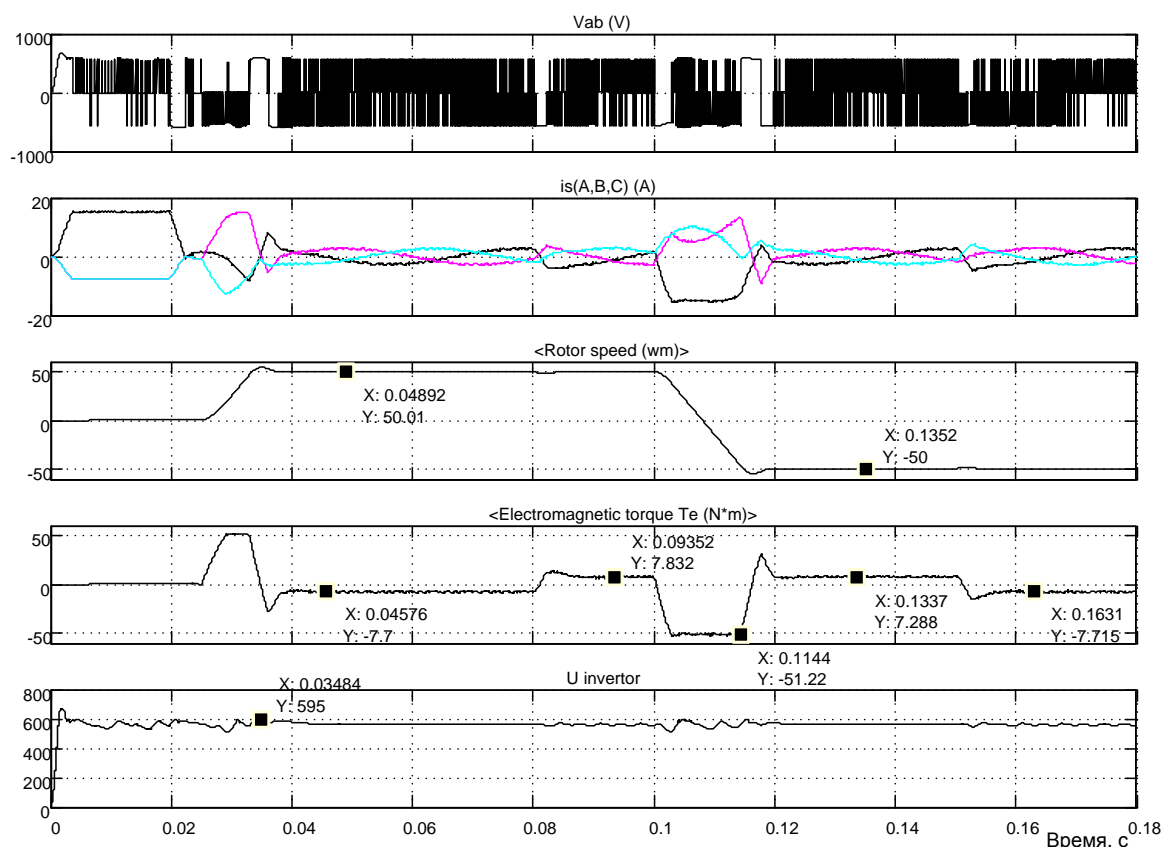


Рисунок 5.44 - - Результаты моделирования электропривода с векторным управлением при работе на активную нагрузку (средняя скорость)

На рисунке 5.45 показаны результаты моделирования работы привода на большой скорости. Задания выполняются чётко: частота вращения соответствует заданному значению, после возмущения по нагрузке возвращается на заданное значение.

Напряжение питания инвертора вплотную приблизилось к 600В. Всё большая часть энергии возвращается двигателем, работающим с активной нагрузкой, и превращается в тепло на резисторе $R1$.

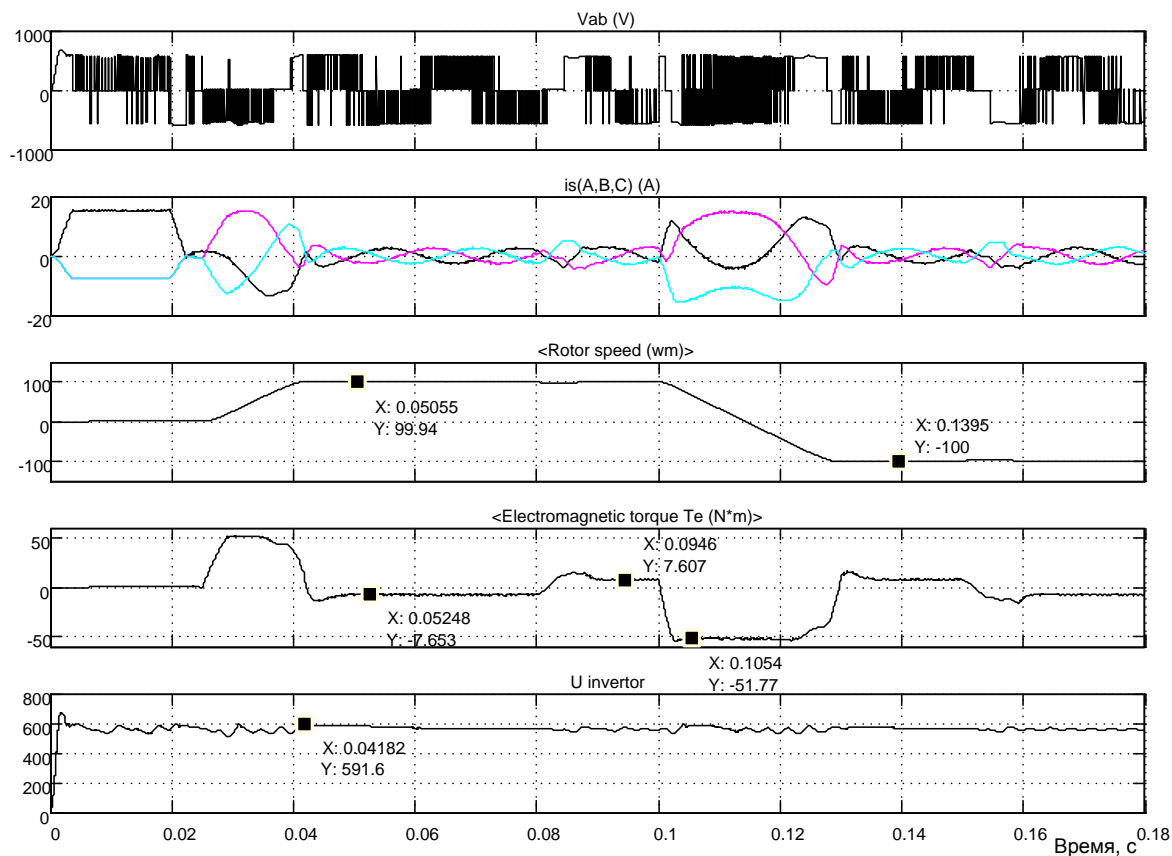


Рисунок 5.45 - Результаты моделирования электропривода с векторным управлением при работе на активную нагрузку (большая скорость)

В заключении отметим, что разработанный электропривод уверенно работает в диапазоне 1000 с различным характером нагрузки, при воздействии нагрузки номинального значения астатические свойства системы не нарушаются во всём диапазоне частоты вращения.

Литература

- 1 Гультяев А. Визуальное моделирование в среде MATLAB: учебный курс. – СПб: Питер, 2000. – 432 с.
- 2 Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0: учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. -320 с.
- 3 Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. 172 с.
- 4 Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока/ Пер. с нем. – М. Л.: Госэнергоиздат, 1963. 735 с.
- 5 Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления /Н.В. Донской, А.Г. Иванов, В.М. Никитин, А.Д. Поздеев; под ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергоатомиздат, 1984. -352 с.
- 6 Перельмутер В.М., Сидоренко В.А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
- 7 Удут Л.С., Мальцева О.П., Кояин Н.В. Проектирование автоматизированных электроприводов постоянного тока: учебное пособие по курсовому проектированию. – Томск, изд. ТПИ им. С.М. Кирова, 1991. – 104 с.
- 8 Удут Л.С., Мальцева О.П., Кояин Н.В. Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов. Часть 1. – Введение в технику регулирования линейных систем. Часть 2. – Оптимизация контура регулирования: учебное пособие. – Томск: Изд. ТПУ, 2000. – 144 с.

ТЕРЁХИН Вячеслав Борисович

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА В SIMULINK (MATLAB 7.0.1)

Учебное пособие

Научный редактор
доктор наук,
профессор

Р.Ф. Бекишев

Редактор

И.О. Фамилия

Верстка

И.О. Фамилия

Дизайн обложки

И.О. Фамилия

Подписано к печати 00.00.2008. Формат 60х84/8. Бумага «Снегурочка».


Печать XEROX. Усл.печ.л. 000. Уч.-изд.л. 000.

Заказ XXX. Тираж XXX экз.



Томский политехнический университет
Система менеджмента качества
Томского политехнического университета сертифицирована
NATIONAL QUALITY ASSURANCE по стандарту ISO
9001:2000



ИЗДАТЕЛЬСТВО  ТПУ. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30.