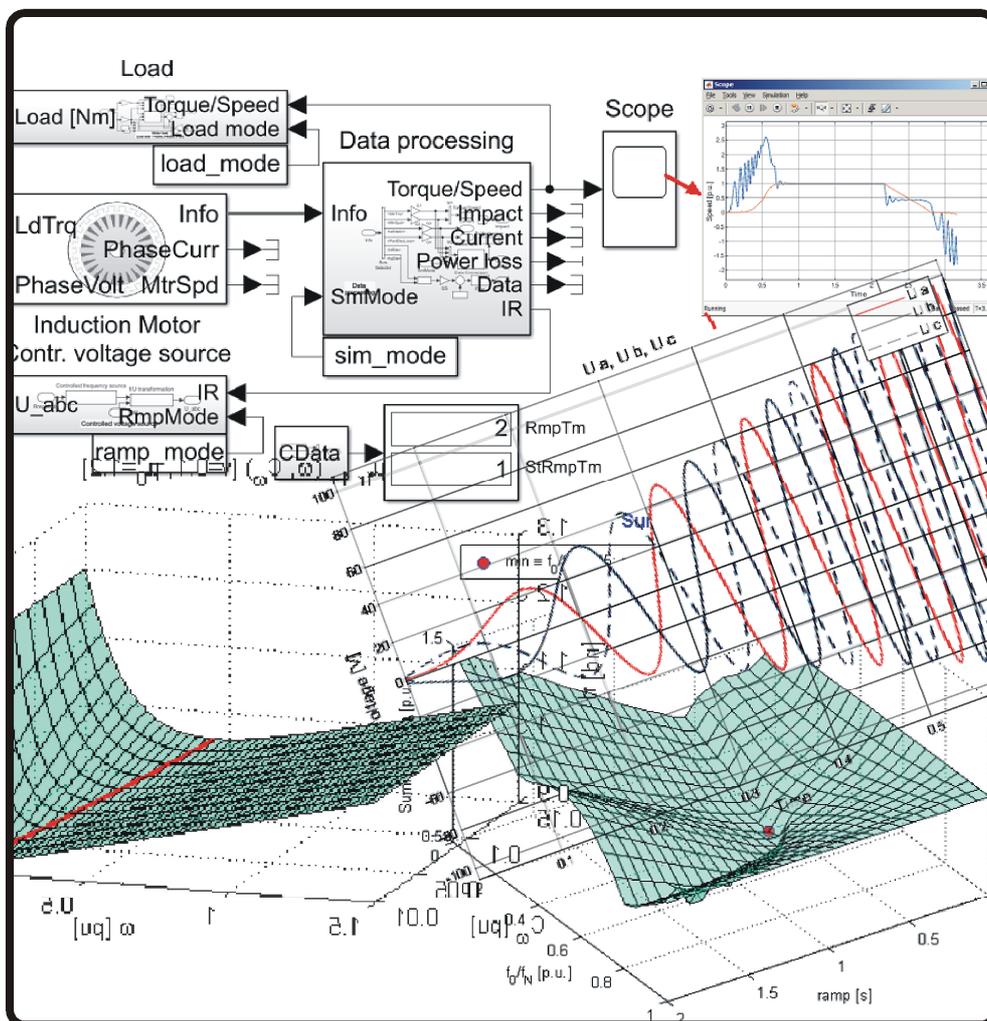


А.А. Усольцев, Д.В. Лукичёв, С.Ю. Ловлин
М.В. Никитина, Н.А. Поляков

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ в АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ со СКАЛЯРНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ



**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

**А.А. Усольцев, Д.В. Лукичѳв, С.Ю. Ловлин
М.В. Никитина, Н.А. Поляков**

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ
РЕЖИМОВ В АСИНХРОННОМ
ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ СО СКАЛЯРНЫМ
ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Учебное пособие

РЕКОМЕНДОВАНО К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ В УНИВЕРСИТЕТЕ ИТМО
по направлению подготовки 13.04.02 – Электроэнергетика и электротехника
в качестве учебного пособия для реализации основных профессиональных
образовательных программ высшего образования магистратуры

ИТМО

Санкт-Петербург

2023

Усольцев А.А., Лукичѐв Д.В., Ловлин С.Ю., Никитина М.В., Поляков Н.А.,
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ СО СКАЛЯРНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ – СПб:
Университет ИТМО, 2023, – 74 с.

Рецензент:

Фуртат Игорь Борисович, доктор технических наук, профессор, профессор (квалификационная категория "ординарный профессор") факультета систем управления и робототехники, Университета ИТМО.

Пособие по курсовому проектированию содержит методику расчёта параметров схемы замещения асинхронных короткозамкнутых двигателей, являющихся объектом исследования, а также описание основных блоков математической модели асинхронного электропривода со скалярным частотным управлением в пакете Matlab/Simulink. Модель позволяет исследовать основные параметры переходных режимов частотного пуска, торможения и реверса при различном характере нагрузки (активная, сухое трение, вентиляторная), различных законах изменения частоты (линейный, U-образный, S-образный), а также длительности переходных режимов и начальных условиях. Кроме того, модель позволяет исследовать переходные режимы при питании от источника синусоидального напряжения и от двухуровневого инвертора напряжения при различных частотах синусоидальной модуляции. В пособии приводятся рекомендации по настройке модели и листинги сценариев и функций, служащих для обработки результатов моделирования.

The logo of ITMO University, consisting of the letters 'ITMO' in a bold, black, sans-serif font. The letter 'I' is stylized with a small dot above it.

Университет ИТМО – ведущий вуз России в области информационных и фотонных технологий, один из немногих российских вузов, получивших в 2009 году статус национального исследовательского университета. С 2013 года Университет ИТМО – участник программы повышения конкурентоспособности российских университетов среди ведущих мировых научно-образовательных центров, известной как проект «5 в 100». Цель Университета ИТМО – становление исследовательского университета мирового уровня, предпринимательского по типу, ориентированного на интернационализацию всех направлений деятельности.

© Университет ИТМО, 2023

© Усольцев А.А., Лукичѐв Д.В., Ловлин С.Ю.,
Никитина М.В., Поляков Н.А., 2023

Содержание

Введение.....	4
1. Определение параметров двигателя по справочным данным	6
2. Структура модели частотного пуска.....	11
3. Исследуемый двигатель	12
4. Блок питания.....	12
5. Блок нагрузки	26
6. Блок преобразования данных	37
7. Верификация модели	48
8. Циклическое моделирование	49
9. Анализ данных	50
Приложения	55
Литература	74

Введение

Современная техника характеризуется не только бурным развитием областей традиционного применения электропривода, таких как системы автоматизации и робототехника, но также значительным расширением его применения в приводе движения автомобилей, судов и летательных аппаратов, т.е. в условиях питания привода от источника ограниченной мощности. Это требует исследования переходных режимов привода, т.к. именно в этих режимах происходят максимальные потери энергии, а также нагрузки источника питания. Кроме того, в переходных режимах возникают перегрузки конструктивных элементов двигателя, трансмиссии и приводимого в движение механизма.

Трёхфазные асинхронные короткозамкнутые двигатели составляют в электроприводе более 90% суммарной мощности и количества изделий. Это связано с их высокой надёжностью, технологичностью и низкой стоимостью. При этом в значительной части асинхронных приводов в качестве источника питания используются полупроводниковые преобразователи частоты.

Серийно выпускаемые преобразователи частоты имеют в качестве одной из опций частотный пуск двигателя, при котором возможен выбор длительности пуска, начальной частоты и функции её изменения во времени. Эти величины оказывают существенное влияние на энергию и мощность потерь при пуске, а также на его длительность, максимальный ток статора, максимальный момент и рывок. Кроме того, в преобразователях существует возможность управления переходными режимами с помощью цифровых и аналоговых сигналов, формируемых внешними системами управления.

Современные математические пакеты позволяют исследовать электромагнитные и электромеханические процессы в приводе и являться, по существу, стандартными инструментами решения инженерных задач. В настоящем пособии для моделирования частотного пуска используется система Matlab/Simulink (The MathWorks Inc.) версии R2020b.

Рассматриваемая в пособии модель частотного управления допускает выбор:

- длительности изменения и начального значения частоты;
- функции изменения частоты во времени (линейная, U -образная и S -образная);
- характера нагрузки (активная, сухое трение и вентиляторная с заданием величины сухого трения);
- величины нагрузки в статическом режиме;
- момента инерции нагрузки,
- питания от синусоидального источника и от инвертора напряжения с задаваемой частотой синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ);
- введения скалярной IR -компенсации.

Это позволяет исследовать влияние всех перечисленных величин на основные характеристики пуска.

В библиотечной модели асинхронного короткозамкнутого двигателя Matlab/Simulink не учитывается эффект вытеснения тока в стержнях ротора. Это искажает результаты исследования, сильно влияя на характеристики прямого пуска, с которыми производится сравнение, а также на область низких начальных частот. Библиотечную модель можно заменить собственной разработкой, учитывающей эффект вытеснения, что предполагается в задачах исследования для старших курсов.

Большое количество варьируемых параметров модели позволяет сформулировать большое число вариантов задач исследования. Причём, это число и направление исследования можно расширить за счёт множества двигателей, так как с изменением их мощности и синхронной скорости существенно меняются характеристики пуска.

Следует заметить, что создание математических моделей, как всякая задача программирования имеет множество практически равноценных решений. Поэтому предлагаемая в пособии модель не исключает других вариантов реализации.

Материал пособия предназначен для выполнения курсового проектирования в рамках дисциплины «Электрический привод», но будет полезен и частично включён в блок профессиональных дисциплин студентов и магистрантов направлений 13.03.02 и 13.04.02 – «Электроэнергетика и электротехника» образовательных программ «Цифровые системы управления» и «Электроинженерия» для более глубокого понимания дисциплин «Электрические машины», «Современный электропривод переменного тока», «Асинхронный электропривод электротехнических комплексов» и «Электрические машины устройств автоматики».

1. Определение параметров двигателя по справочным данным

В справочной литературе по асинхронным двигателям (см. приложение 1) приводятся параметры, соответствующие номинальному статическому режиму работы:

- механическая мощность P_N [Вт];
- фазное напряжение питания U_N [В];
- фазный ток I_N [А];
- скорость вращения n_N [об/мин];
- номинальный момент нагрузки M_N [Нм]
- коэффициент мощности $\cos \varphi_N$;
- коэффициент полезного действия η_N ;

а также:

- кратность максимального момента $k_m = M_{\max} / M_N$;
- кратность пускового момента $k_{st} = M_{st} / M_N$;
- кратность пускового тока $k_I = I_{st} / I_N$.

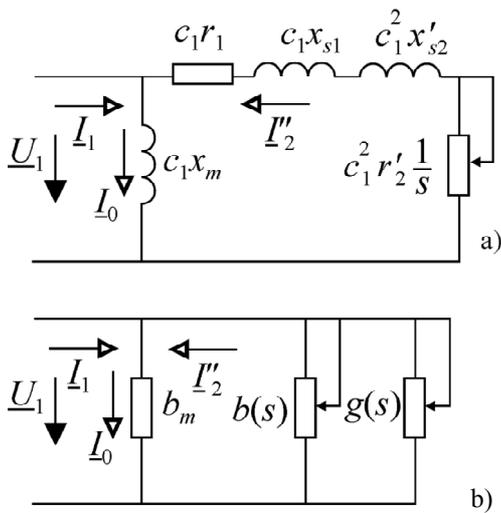


Рис. 1.1. Схема замещения АД

Однако для любого моделирования процессов в приводе необходимо знание параметров схемы замещения двигателя. Поэтому всегда возникает задача вычисления этих параметров на основе справочных данных. Задача эта достаточно сложная и для её упрощения обычно пренебрегают магнитными потерями. Тогда Г-образная схема замещения принимает вид, показанный на рис. 1.1, b.

Так как в справочных данных приводятся значения трёх электромагнитных моментов: номинального, опрокидывающего и пускового, а токи даны только для номинального и пускового режима, то расчёт пяти параметров схемы замещения необходимо вести, основываясь на механических величинах. В этом случае для них может быть обеспечена сходимость к справочным данным, но для электрических величин будет возникать ошибка, связанная с несовершенством модели АД в виде схемы замещения и составляющая до 15-20% для некоторых типов машин.

Активное сопротивление статора r_1 можно определить по рассеиваемой на нём мощности $\Delta P_{\text{Cu}} = m_1 I_N^2 r_1$, которая равна разности потребляемой активной мощности $P_1 = m_1 U_N I_N \cos \varphi_N$ и электромагнитной мощности в номинальном режиме $P_{em} = M_N \omega_1 / z_p$ –

$$\Delta P_{1Cu} = P_1 - P_{em} \Rightarrow r_1 = \frac{U_N I_N \cos \varphi_N - M_N \omega_1 / (m_1 z_p)}{I_N^2} \quad (1.1)$$

где: m_1 – число фаз обмотки статора; $\omega_1 = 2\pi f_1$ – угловая частота питающей сети и z_p – число пар полюсов магнитного поля двигателя.

Однако величина r_1 будет несколько завышенной, так как в электрическую мощность P_1 входит мощность потерь в магнитопроводе, неучтённая в схеме замещения. Завышенное значение сопротивления r_1 может в дальнейших расчётах приводить к некорректным (мнимым) значениям других параметров. Поэтому лучше вначале определить приведённое активное сопротивление ротора r'_2 . Проще всего сделать это по двум координатам любой точки механической характеристики и значению тока статора в этом режиме. Например, в номинальном режиме мощность скольжения равна

$$\Delta P_{2Cu} = M_N \Omega_1 s_N = M_N 2\pi f_1 s_N / z_p = m_1 (I'_{2N})^2 r'_2,$$

где: $s_N = (n_0 - n_N) / n_0$ – номинальное скольжение двигателя, а $n_0 = 60 f_1 / z_p$ – скорость холостого хода.

Тогда, полагая $I'_{2N} \approx I_{1N} = I_N$, получим

$$r'_2 = \frac{M_N 2\pi f_1 s_N}{z_p m_1 (I_N)^2}. \quad (1.2)$$

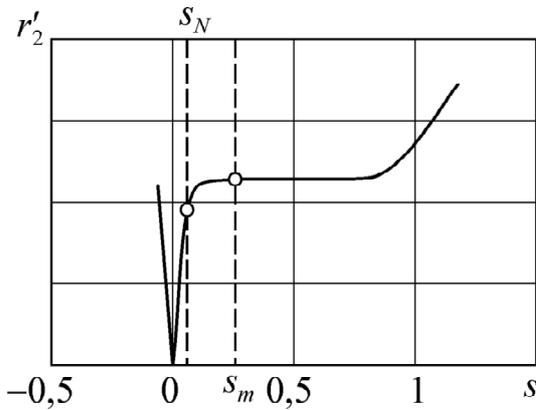


Рис. 1.2. Зависимость расчетного сопротивления ротора от скольжения

Если по этому выражению рассчитать значения r'_2 для целого ряда точек механической характеристики, полученных экспериментально, то образуется кривая, показанная на рис. 1.2. Здесь видно, что значение, рассчитанное для точки номинального режима, будет заниженным, а истинная величина сопротивления ротора соответствует мощности скольжения вблизи точки опрокидывания ($s = s_m$). Однако в справочных данных критическое скольжение и ток при опрокидывании не приводится, поэтому воспользоваться выражением (1.2) невозможно.

Проанализируем известное уравнение механической характеристики, обозначив $x_{s1} + c_1 x'_{s2} = x_{ks}$

$$M(s) = \frac{m_1 z_p U_N^2 r'_2}{\omega_1 s \left[(r_1 + c_1 r'_2 / s)^2 + (x_{ks})^2 \right]}, \quad (1.3)$$

где $x_{s1} = \omega_1 L_{s1}$ и $x'_{s2} = \omega_1 L'_{s2}$ – индуктивные сопротивления потока рассеяния статора и ротора, $c_1 \approx 1 + x_{s1} / x_m$ – коэффициент приведения Т-образной схемы за-

мещения к Г-образной, x_m – индуктивное сопротивление главного магнитного потока.

Найдём значение производной $\partial M / \partial s$ в режиме холостого хода.

$$\frac{\partial M}{\partial s} = \frac{m_1 z_p U_N^2}{\omega_1} \left\{ \frac{2(r_2')^2 (r_1 + c_1 r_2' / s) c_1}{s^3 \left[(r_1 + c_1 r_2' / s)^2 + (x_{ks})^2 \right]^2} - \frac{r_2'}{s^2 \left[(r_1 + c_1 r_2' / s)^2 + (x_{ks})^2 \right]} \right\},$$

а затем предел при $s \rightarrow 0$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{\partial M}{\partial s} = \frac{m_1 z_p U_N^2}{\omega_1 c_1^2 r_2'}.$$

Заменяя в этом выражении производную конечными разностями между точками холостого хода и номинального режима, получим

$$\frac{\partial M}{\partial s} = \frac{m_1 z_p U_N^2}{\omega_1 c_1^2 r_2'} \approx \frac{\Delta M}{\Delta s} = \frac{M_N}{s_N} \Rightarrow r_2' \approx \frac{m_1 z_p U_N^2 s_N}{\omega_1 c_1^2 M_N}$$

Это выражение даёт хорошее приближение, но его можно несколько упростить, т.к. коэффициент c_1 находится в пределах $1,02 < c_1 < 1,06$ и $c_1^2 \approx 1,0$. Тогда для приведённого сопротивления ротора получим:

$$r_2' \approx \frac{m_1 z_p U_{1N}^2 s_N}{\omega_1 M_N} \quad (1.4)$$

Выражение (1.4) позволяет найти такое значение r_2' , при котором наклон касательной к механической характеристике в точке холостого хода будет несколько больше наклона секущей, проходящей через точку номинального режима, т.к. величина r_2' несколько завышена за счёт условия $c_1^2 \approx 1,0$.

Второй точкой справочных данных является точка опрокидывания. Расчётная механическая характеристика должна пройти через неё, однако предварительно нужно определить неизвестное критическое скольжение.

Из формулы Клосса для номинального режима

$$M_N = \frac{2M_{\max} (1 + a s_m)}{\frac{s_N}{s_m} + \frac{s_m}{s_N} + 2a s_m}$$

критическое скольжение можно найти как

$$s_m = \frac{s_N}{A} \left(k_m + \sqrt{k_m^2 - A} \right), \quad (1.5)$$

где $a = \frac{r_1}{c_1 r_2'}$ и $A = 1 - 2a s_N (k_m - 1)$. Значение a зависит от мощности АД и изменяется в широких пределах $1,5 < a < 1/s_m$.

Из выражения для критического момента

$$M_{\max} = \frac{m_1 z_p U_N^2}{2\omega_1 c_1 \left(r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_{ks}^2} \right)} = \frac{m_1 z_p U_N^2}{2\omega_1 c_1 \left(r_1 + c_1 r_2' / s_m \right)} \quad (1.6)$$

с учётом выражения для критического скольжения

$$s_m = \frac{c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + x_{ks}^2}} \quad (1.7)$$

можно найти r_1

$$r_1 = \frac{m_1 z_p U_N^2}{2\omega_1 k_m M_N} - \frac{c_1 r_2'}{s_m}, \quad (1.8)$$

а затем из выражения (1.7) определить x_{ks} :

$$x_{ks} = \sqrt{\left(\frac{c_1 r_2'}{s_m(a, c_1)}\right)^2 - r_1^2} = x_{s1} + c_1 x'_{s2}. \quad (1.9)$$

Индуктивное сопротивление короткого замыкания x_{ks} можно далее разделить на сопротивления потоков рассеяния статора и ротора x_{s1} и x'_{s2} , полагая $c_1 \approx 1,0$,

$$x_{s1} = x'_{s2} = x_{ks} / 2. \quad (1.10)$$

Для определения индуктивного сопротивления ветви намагничивания x_m преобразуем последовательное соединение главной цепи схемы рис. 1.1, а в параллельное, выделив активную и реактивную составляющие комплексной проводимости (рис. 1.1, б)

$$g(s) = \frac{r_1 + c_1 r_2' / s}{c_1 \left[(r_1 + c_1 r_2' / s)^2 + x_{ks}^2 \right]}; \quad b(s) = \frac{x_{ks}}{c_1 \left[(r_1 + c_1 r_2' / s)^2 + x_{ks}^2 \right]}. \quad (1.11)$$

Величина x_m слабо влияет на электромеханические процессы и входит в уравнение механической характеристики АД только посредством коэффициента c_1 . В то же время, проводимость ветви намагничивания $1/x_m$ в режимах близких к номинальному соизмерима с реактивной проводимостью главной цепи $b(s)$ и существенно влияет на энергетические параметры. Поэтому её целесообразно определять из баланса реактивной мощности $Q_1 = Q_{ks} + Q_m = U_N I_N \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_N}$, где Q_{ks} – реактивная мощность, расходуемая на формирование полей рассеяния статора и ротора. После преобразования главной цепи схемы замещения мощности потоков рассеяния и основного потока могут быть представлены через одинаковое для всех ветвей фазное напряжение U_N как $Q_{ks} = U_N^2 b(s_N)$, и $Q_m = U_N^2 b_m = U_N^2 / (c_1 x_m)$. Подставляя эти выражения в уравнение баланса мощности, получим –

$$\begin{aligned} x_m &= \frac{1}{c_1 \left[I_N \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_N} / U_N - b(s_N) \right]} \approx \\ &\approx \frac{1}{I_N \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_N} / U_N - b(s_N)}. \end{aligned} \quad (1.12)$$

Таким образом, из исходных данных мы получили все искомые параметры в виде функций коэффициентов a и c_1 , которые, в свою очередь, определяются величинами сопротивлений r_1 и r'_2 .

На рабочем участке механическая характеристика вполне удовлетворительно определяется формулой Клосса, т.е. тремя константами M_{\max} , s_m и a , одна из которых M_{\max} является справочным значением. Поэтому параметры схемы замещения должны обеспечивать сходимость расчётного M_{\max} и справочного значений $\tilde{M}_{\max} = k_m M_N$.

Полученные выше выражения не позволяют аналитически решить уравне-

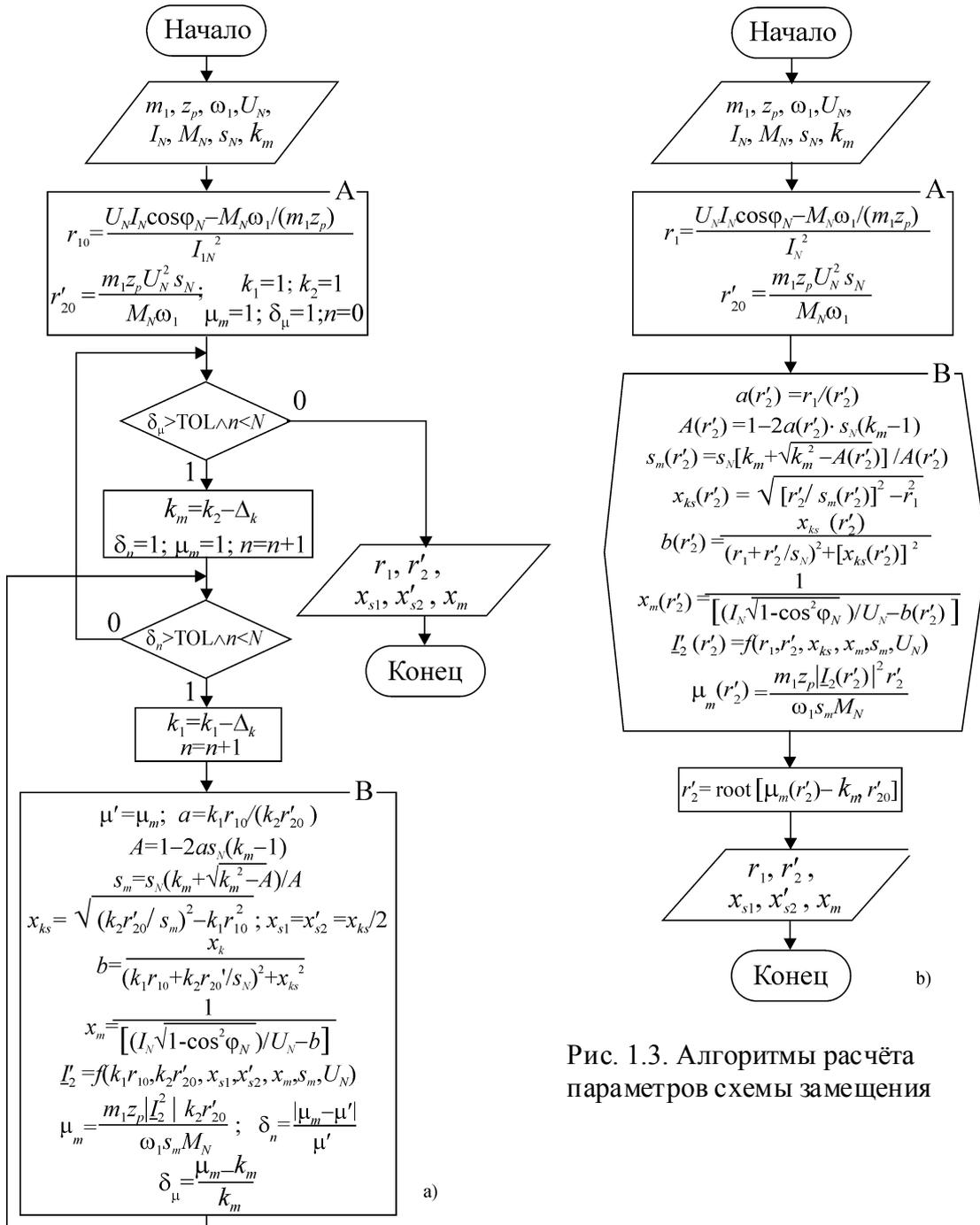


Рис. 1.3. Алгоритмы расчёта параметров схемы замещения

ние $M_{\max}(r_1, r_2') - \tilde{M}_{\max} = 0$, однако возможны два способа численного решения. Первый является методом последовательных приближений и основан на том, что выражения (1.1) и (1.4) позволяют вычислить завышенные значения r_1 и r_2' . Поэтому, последовательно уменьшая их с некоторым шагом и определяя остальные параметры, а также максимальный момент, можно создать цикл расчёта, условием прерывания которого будет приближение расчётного опрокидывающего момента к справочному значению с заданной точностью TOL.

На рис. 1.3, а приведена блок-схема алгоритма такого расчёта. Сначала с помощью выражений (1.1) и (1.4) по справочным данным рассчитываются исходные завышенные значения активных сопротивлений статора и ротора (r_{10} и r_{20}'). Затем в блоке В вычисляются остальные параметры схемы замещения, а также критическое скольжение s_m и относительное значение опрокидывающего момента

$$\mu_m = \frac{m_1 z_p \left[\underline{I}'_2(s_m) \right]^2 k_2 r_{20}'}{\omega_1 s_m M_N}. \quad (27.23)$$

Причём приведённый ток ротора при критическом скольжении $\underline{I}'_2(s_m)$ рассчитывается по Т-образной схеме замещения на рис. 1.1, а. Полученное значение μ_m сравнивается с предыдущим расчётным значением μ'_m и если $\delta_n = |\mu_m - \mu'_m| / \mu'_m > \text{TOL}$, то коэффициент k_1 , на который умножается значение r_{10} , уменьшается на величину $\Delta_k \approx 10^{-4}$ *

При достаточной сходимости значений μ_m в соседних циклах ($\delta_n < \text{TOL}$) проверяется соответствие расчётной кратности максимального момента μ_m справочному значению k_m . Если отклонение $\delta_\mu = (\mu_m - k_m) / k_m > \text{TOL}$, то величину сопротивления ротора r_{20}' нужно уменьшить на величину Δ_k и повторить цикл вычислений. После выполнения некоторого количества циклов с уменьшением r_{20}' отклонение δ_μ снижается до заданного значения TOL и задача определения постоянных параметров схемы замещения завершается.

Полученные величины обеспечивают с заданной точностью соответствие опрокидывающего момента справочному значению и рабочего участка механической характеристики в целом. Однако отклонение остальных величин от справочных значений не определено.

2. Структура модели частотного пуска-реверса

На рис. 2,1 показана универсальная динамическая модель для исследования частотного пуска, торможения и реверса асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АД), построенная в среде Matlab/Simulink. Она содержит следующие основные блоки:

* Столь малый декремент необходим для обеспечения сходимости решения у машин мощностью выше 20 кВт

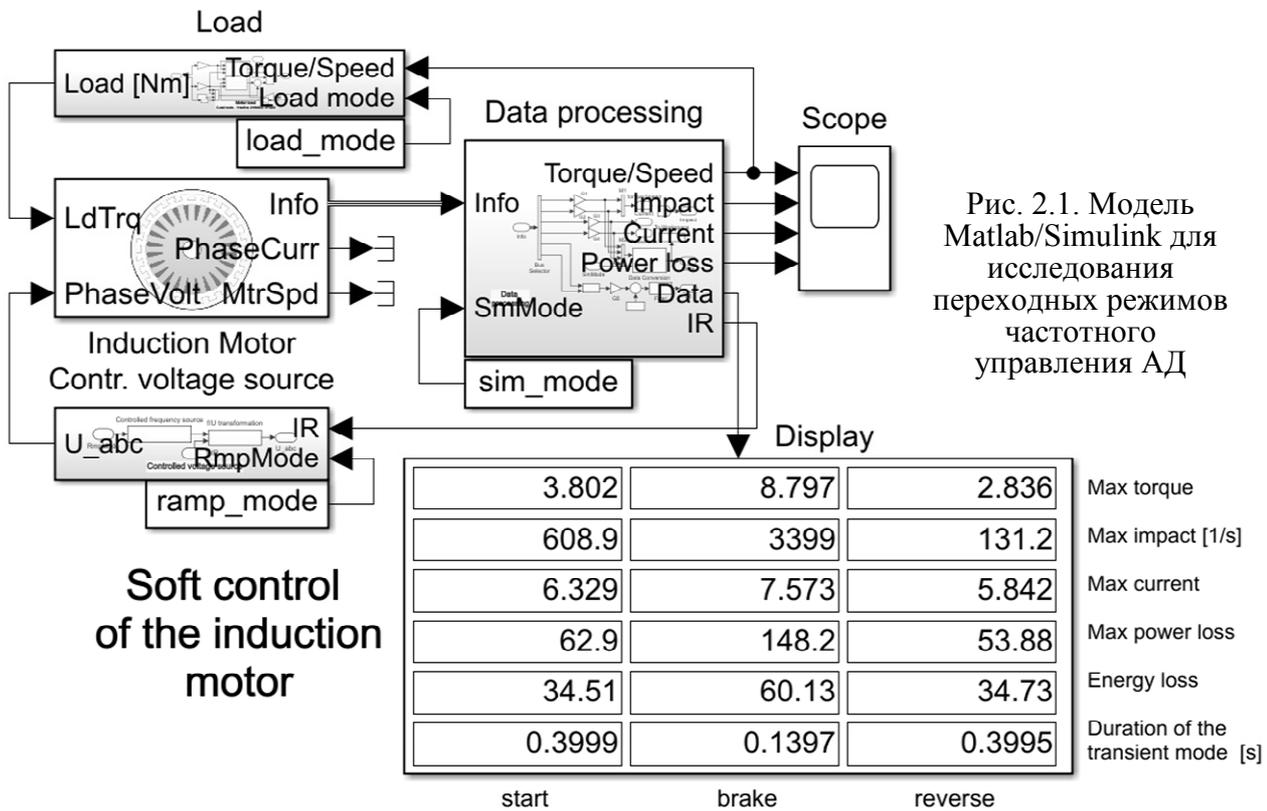


Рис. 2.1. Модель Matlab/Simulink для исследования переходных режимов частотного управления АД

- 1) Исследуемый двигатель (Induction Motor);
- 2) Блок питания (Controlled voltage source);
- 3) Блок нагрузки (Load);
- 4) Блок преобразования данных (Data processing);
- 5) Графический дисплей (Scope);
- 6) Цифровой дисплей (Display).

3. Исследуемый двигатель

Динамическая модель АД (Simulink / Motor Control Blockset / Electrical Systems / Motors) основана на векторном представлении электромагнитных и электромеханических процессов.

Она требует задания параметров схемы замещения двигателя. В приложении 2 показаны вкладки меню установки этих параметров.

Здесь J – момент инерции АД, а $kJ > 1,0$ – коэффициент, учитывающий заданный момент инерции нагрузки.

4. Блок питания

Блок питания (Controlled voltage source) представляет собой идеальный источник трёхфазного синусоидального напряжения или импульсного напряжения с синусоидальной ШИМ, управляемого по закону $U/f = \text{const}$. Внутренними параметрами управления блоком являются:

- Время изменения частоты в секундах (RmpTm);
- Начальное время нарастания частоты в относительных единицах (StRmpTm);

- Время начала реверса в секундах (RvrTm)

Эти сигналы в модели на рис. 2.1 задаются соответствующими константами, в m-файле данных. Постоянная RmpTm определяет длительность интервала, в течение которого происходит изменение частоты от некоторого начального значения, задаваемого константой $0 \leq \text{StRmpTm} \leq 1,0$, до номинального значения $f_N = 50$ Гц. Нулевое значение StRmpTm соответствует нулевой относительной начальной частоте, а единичное – прямому пуску двигателя, т.е. включению сразу на номинальную частоту. Все промежуточные значения StRmpTm определяют начальную частоту, величина которой зависит от характера её нарастания. Значение константы RvrTm определяет время начала реверса в секундах, т.е. момент времени, когда начинается снижение частоты питания до нуля с последующим возрастанием до 50 Гц. Причём, в режимах торможения и реверса изменение частоты происходит с нулевым начальным значением.

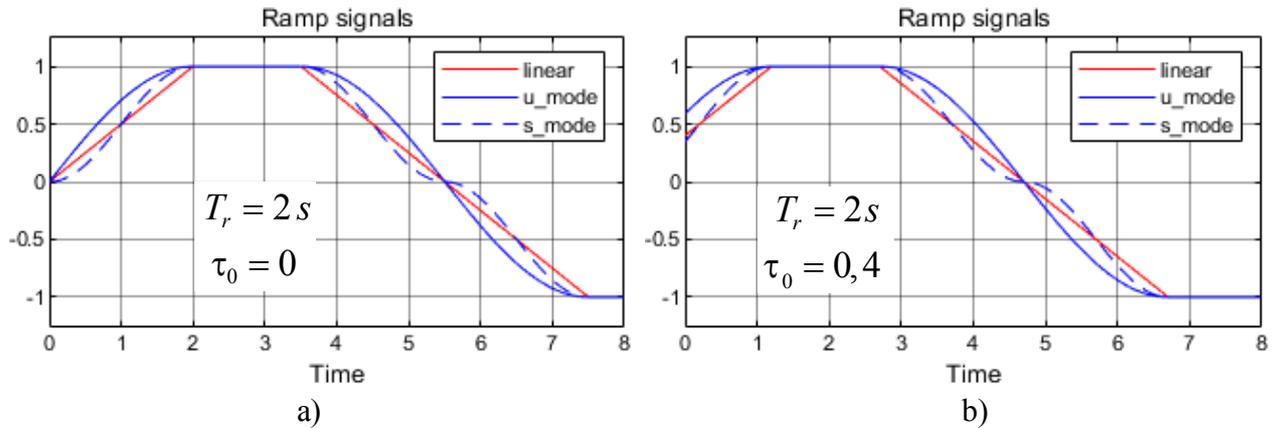


Рис. 4.1. Линейные, U- и S-образные сигналы управления частотой

Изменение частоты в переходных режимах может быть линейным, U-образным и S-образным (1, 2 и 3 на рис. 4.1, a). Это соответствует стандартным настройкам преобразователя частоты и может быть представлено соответствующими функциями времени:

$$f_1(t) = f_N \cdot \begin{cases} t/T_r + \tau_0 & \leftarrow t < T_r(1 - \tau_0) \\ 1,0 & \leftarrow t \geq T_r(1 - \tau_0) \\ 1 - t/T_r & \leftarrow t_{rv} < t < t_{rv} + 2T_r \\ -1,0 & \leftarrow t \geq t_{rv} + 2T_r \end{cases} = f_N \cdot \phi_1(t); \quad (4.1)$$

$$f_2(t) = f_N \cdot \begin{cases} \sin[(t/T_r + \tau_0)\pi/2] & \leftarrow t < T_r(1 - \tau_0) \\ 1,0 & \leftarrow t \geq T_r(1 - \tau_0) \\ \sin[(1 - t/T_r)\pi/2] & \leftarrow t_{rv} < t < t_{rv} + 2T_r \\ -1,0 & \leftarrow t \geq t_{rv} + 2T_r \end{cases}; \quad (4.2)$$

$$f_3(t) = f_N \cdot \begin{cases} \frac{1 - \cos\left[\left(\frac{t}{T_r} + \tau_0\right)\pi\right]}{2} & \leftarrow t < T_r(1 - \tau_0) \\ 1, 0 & \leftarrow t \geq T_r(1 - \tau_0) \\ \frac{1 - \cos\left[\left(\frac{t}{T_r} + \tau_0\right)\pi\right]}{2} & \leftarrow t_{rv} < t < t_{rv} + 2T_r \\ -1, 0 & \leftarrow t \geq t_{rv} + 2T_r \end{cases}, \quad (4.3)$$

где: $f_N = 50$ Гц – номинальная частота питания; $T_r \equiv RmpTm$ – длительность нарастания частоты при пуске; $\tau_0 = t_0/T_r \equiv StRmpTm$ – относительное начальное время нарастания частоты; $t_{rv} \equiv RvrTm$ – время начала реверса.

Отсюда начальные частоты пуска:

$$f_{10} = f_N \cdot \tau_0; \quad (4.4)$$

$$f_{20} = f_N \cdot \sin(\tau_0\pi/2); \quad (4.5)$$

$$f_{30} = f_N \cdot [1 - \cos(\tau_0\pi)]/2. \quad (4.6)$$

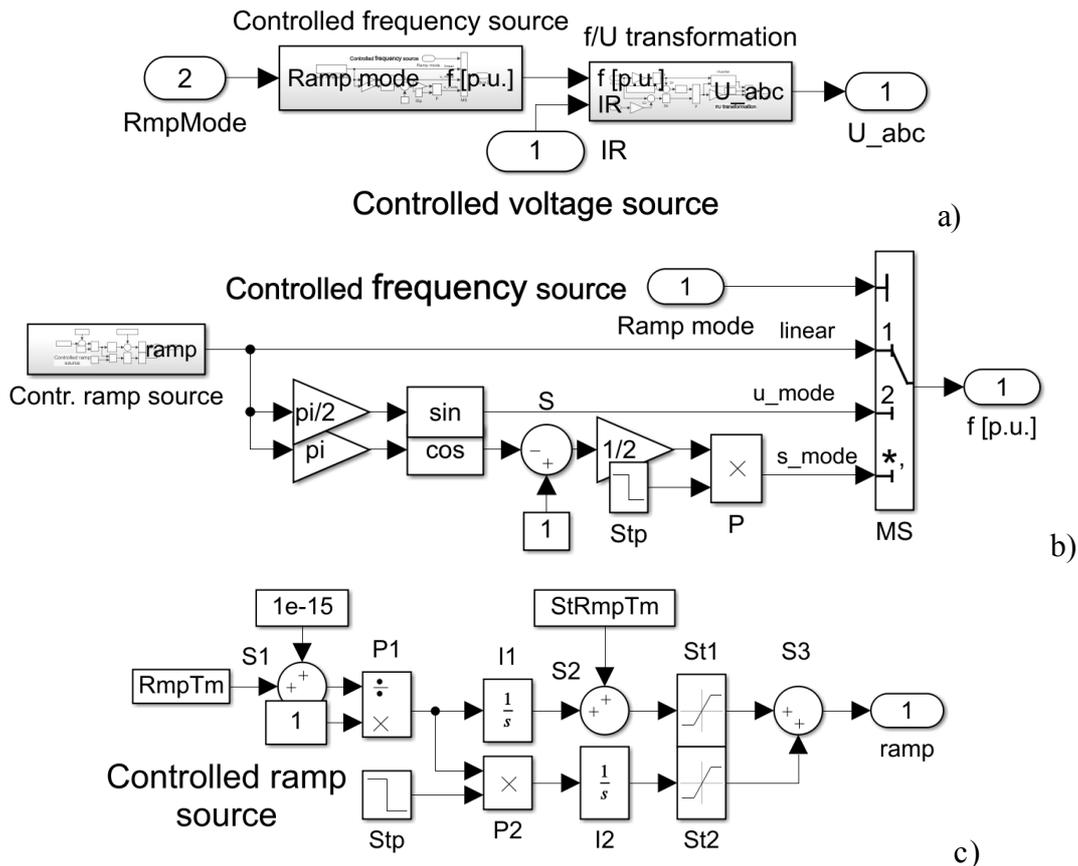


Рис. 4.2. Модели регулируемых источников напряжения (а), частоты (б) и сигнала нарастания (с)

Очевидно, что при $\tau_0 \neq 0 \wedge \tau_0 \neq 1,0$ начальные частоты для различных законов изменения частоты различны, т.е. $f_{10} \neq f_{20} \neq f_{30}$. При этом длительности интервала нарастания одинаковы (рис. 4.1, б). Можно задать начальные значения

$\tau_{01} \neq \tau_{02} \neq \tau_{03}$, обеспечивающие равенство начальных частот $f_{10} = f_{20} = f_{30} \Rightarrow \tau_{01} = \sin(\tau_{02}\pi/2) = [1 - \cos(\tau_{03}\pi)]/2$, но тогда при одинаковых T_r различными будут длительности нарастания. Можно, наконец, при одинаковых начальных частотах обеспечить равенство длительностей интервалов нарастания масштабированием времени функций (4.1)-(4.3). Однако все эти меры несущественно повлияют на конечный результат моделирования, поэтому следует ограничиться вариантом $\tau_{01} = \tau_{02} = \tau_{03} = \tau_0$. Тогда $\tau_0 = \phi_{01} = f_{01} / f_N$, т.е. относительное начальное время нарастания равно относительной начальной частоте при пуске ϕ_{10} .

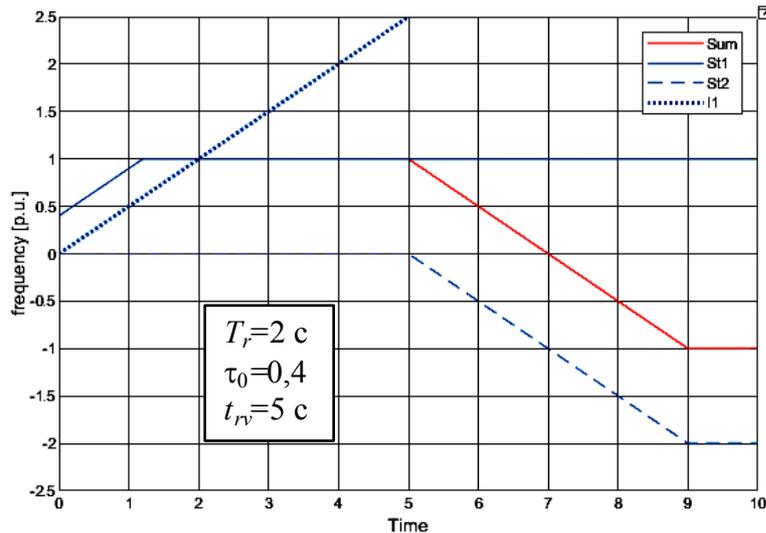


Рис. 4.3. Выходные сигналы интеграторов и ограничителей модели (с) на рис. 4.2

Характер изменения частоты определяется входным сигналом RmpMode, задаваемым в m-файле константой ramp_mode=1,2,3 (см. рис. 2.1).

Структурно блок питания разделён на две подсистемы: 1) источник регулируемой частоты Controlled frequency source и 2) преобразователь частоты в напряжение f/U transformation (рис. 4.2, а).

Выходным сигналом источника регулируемой частоты является множитель одной из

функций (4.1)-(4.3). Все элементы блока принадлежат библиотеке Simulink.

Как следует из выражений (4.1) – (4.3), линейное изменение частоты в относительных единицах $\phi_1(t) = f_1(t) / f_N$ соответствует аргументам синусной и косинусной функций в выражениях (4.2) и (4.3). В модели источника питания функция $\phi_1(t)$ реализована подсистемой Controlled ramp source, структурная схема которой показана на рис. 4.2, с.

Линейное изменение сигнала частоты формируется интеграторами I1 и I2. На вход первого интегратора подаётся постоянный сигнал, обратно пропорциональный заданному времени нарастания RmpTm и соответствующий скорости изменения частоты $1/T_r$. Он формируется перемножителем P1, на вход деления которого помимо сигнала RmpTm подаётся ничтожно малая величина $1e-15$, не влияющая на результат деления, но исключающая некорректность операции при нулевом значении RmpTm* (сумматор S1). В результате на выходе интегратора I1 формируется сигнал с заданной скоростью нарастания $\int dt / T_r = t / T_r$, величина которого затем ограничивается блоком насыщения St1 (Discontinuities / Saturation) на уровне +1,0 (см. рис. 4.3). Для получения ненулевой частоты при

* Значение RmpTm=0 соответствует прямому пуску и скачкообразному реверсу.

пуске выходной сигнал интегратора t/T_r суммируется с начальным значением τ_0 , заданным константой StRmpTm (сумматор S2).

Сигнал изменения частоты при торможении и реверсе формируется с помощью второго интегратора I2, на вход которого с момента начала реверса подаётся постоянный сигнал заданной скорости изменения частоты с выхода перемножителя P1 с отрицательным знаком. Для этого используется блок Str (Sources / Step) с начальным значением 0, конечным значением $-1,0$ и временем скачка $RvrTm = t_{rv}$. Линейно уменьшающийся сигнал на выходе I2 ограничива-

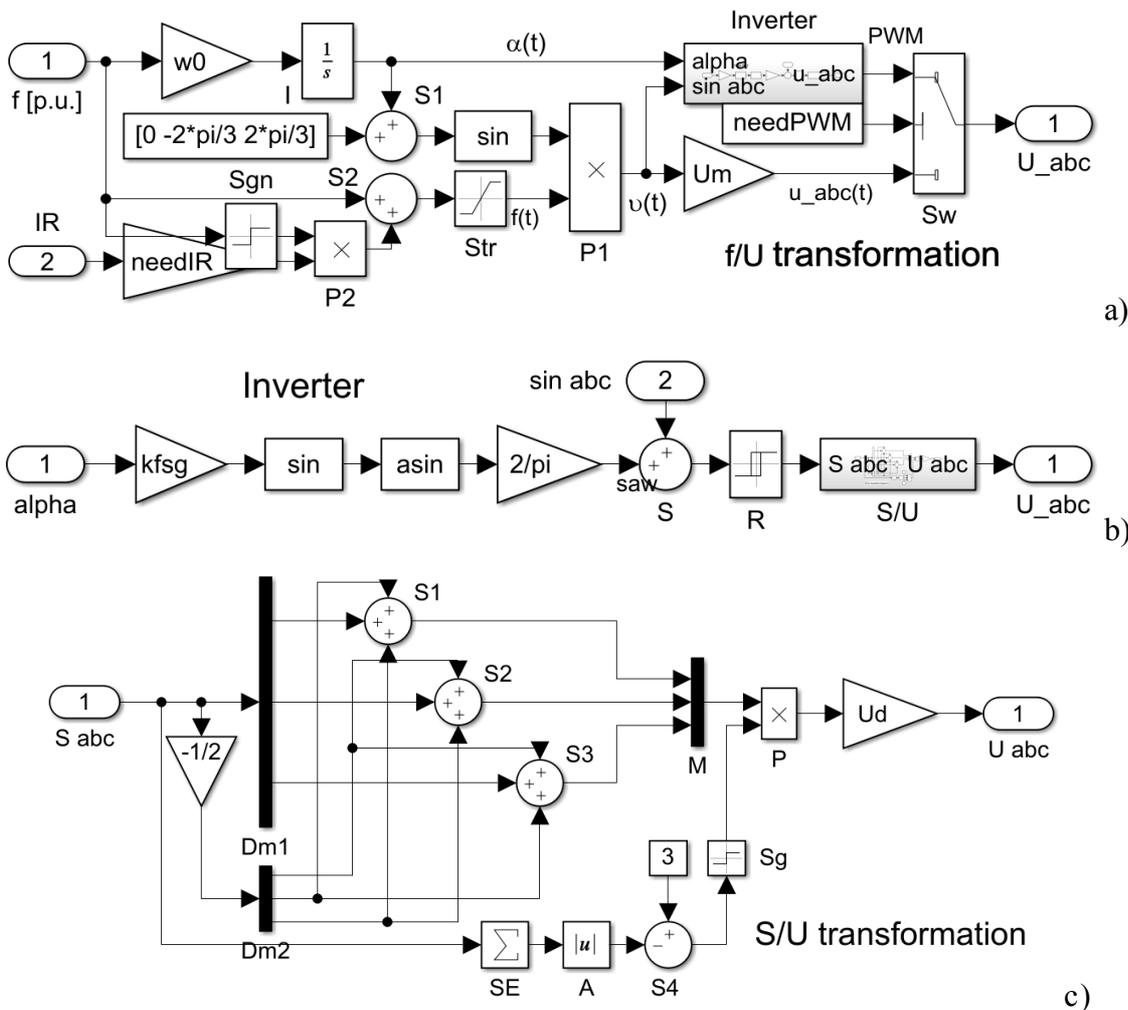


Рис. 4.4. Модель формирования трёхфазных напряжений (а), подсистемы инвертора (б) и подсистемы преобразования коммутационных функций в фазные напряжения (с)

ется на уровне $-2,0$ блоком насыщения St2 и суммируется с выходом блока St1. В результате получается требуемая функция изменения частоты (рис. 4.3).

Сигнал ramp на выходе блока Controlled ramp source является сигналом задания частоты в линейном режиме ($ramp_mode=1$), а также аргументом тригонометрических функций. U-образное изменение частоты в переходных режимах (u_mode) формируется блоком sin (Math Operations / Trigonometric Function), а S-образное блоком cos в соответствии с выражением (4.3) (см. рис. 4.2, б). Косинус является чётной функцией, поэтому при изменении знака сигнала ramp необхо-

можно изменить знак сигнала s_mode . Это реализуется перемножителем P и выходным сигналом блока Stp , скачкообразно меняющим выходной сигнал $+1,0 \rightarrow -1,0$ в момент $t = t_{rv} + T_r$.

Выбор требуемой формы сигнала изменения частоты (Ramp mode) осуществляется с помощью блока MS (Signal Routing / Multipoint Switch).

Таким образом, на выходе подсистемы Controlled frequency source формируется сигнал частоты источника питания f [p.u.] в относительных единицах, который затем преобразуется в трёхфазную систему напряжений подсистемой f/U transformation (рис. 4.4, а). При этом выходное напряжение может быть моногармоническим, т.е. быть гладкой синусоидальной функцией, но может также формироваться в импульсной форме, соответствующей выходному напряжению двухуровневого инвертора. Характер выходного напряжения (sin/PWM) определяется константой $needPWM=0 \vee 1$, управляющей ключом Sw (Signal Routing / Switch).

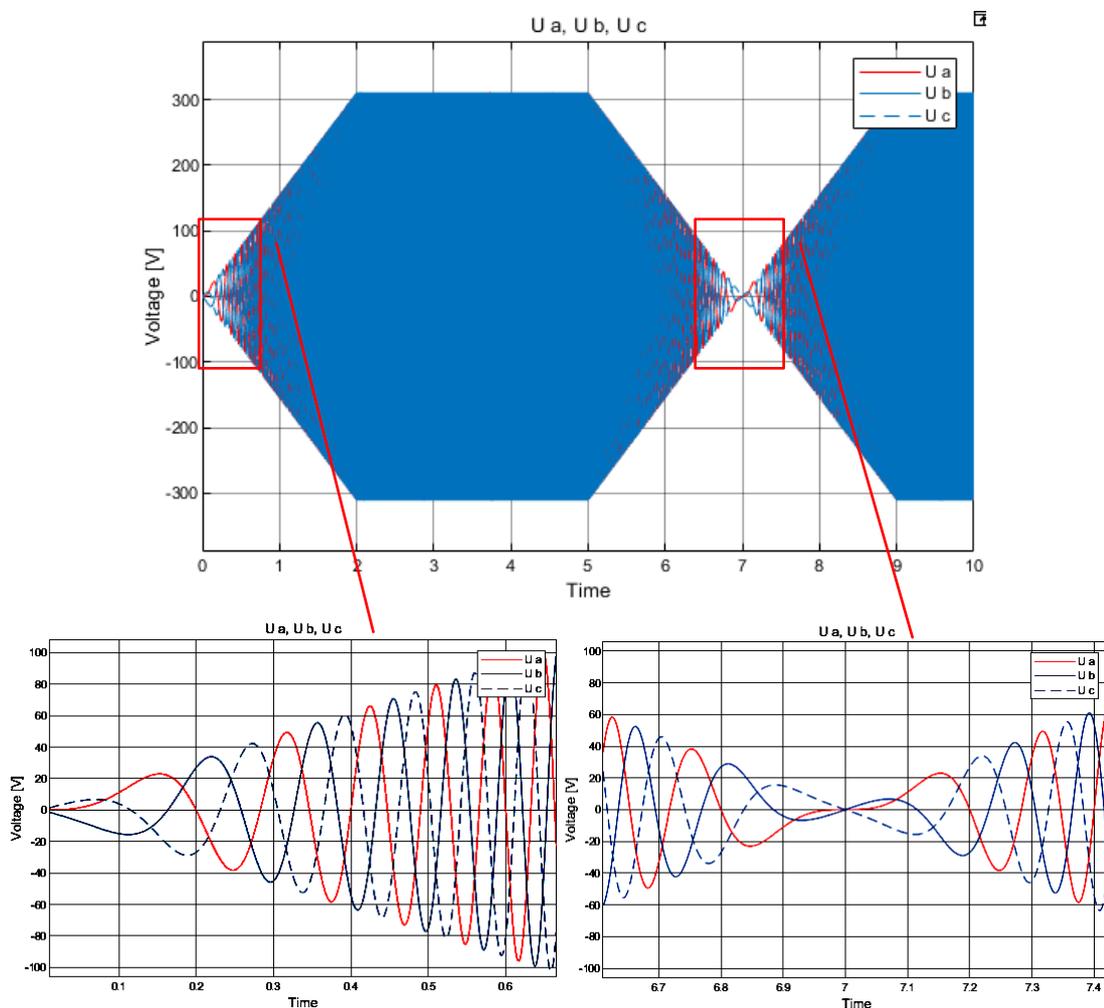


Рис. 4.5. Фазные напряжения при пуске и реверсе АД

Для получения аргумента синусоидальных функций входная частота блока в относительных единицах $f(t)$ умножается на базовое значение w_0 ($w_0 = 2\pi f_N$) и преобразуется в угловую частоту в рад/с. Следующее затем интегрирование

(блок I) позволяет сформировать сигнал текущего значения угла синусной функции напряжения фазы $A - \alpha(t) = \int w_0 f(t) dt$.

Сумматор S1 формирует на выходе вектор текущих значений углов синусных функций фазных напряжений путём сложения угла $\alpha(t)$ с вектором фазовых смещений $\varphi = [0 - 2\pi/3 2\pi/3]$. Полученный вектор текущих значений углов преобразуется блоком sin (Math Operations / Trigonometric Functions) в синусоидальные функции времени, амплитуды которых перемножителем P1 модулируются сигналом относительной частоты $-1,0 \leq f \leq 1,0$, создавая тем самым связь $U/f = \text{const}$ и переход к относительному значению амплитуды напряжения $u(t)$. После перемножителя относительные фазные напряжения масштабируются амплитудным значением номинального напряжения $U_m = \sqrt{2}U_N$ (U_m), в результате чего формируется вектор фазных напряжений –

$$u_{abc}(t) = f(t) \cdot U_m \cdot \begin{pmatrix} \sin[\alpha(t)] \\ \sin[\alpha(t) - 2\pi/3] \\ \sin[\alpha(t) + 2\pi/3] \end{pmatrix}. \quad (4.7)$$

На рис. 4.5 в качестве примера показаны фазные напряжения в режиме реверса при линейном нарастании частоты в течение 2-х секунд с нулевым начальным значением.

Очевидно, что для разгона привода в процессе пуска необходимо положительное ускорение $\varepsilon_{st} = d\omega/dt > 0$. Для этого требуется, чтобы электромагнитный момент двигателя M_{st} превышал момент нагрузки M_L , т.е.

$$\varepsilon_{st} = \frac{M_{st} - M_L}{J} > 0 \Big|_{M_{st} > M_L}. \quad (4.8)$$

Оценим значение частоты, соответствующей нулевому ускорению. Известно, что максимальный электромагнитный момент двигателя равен:

$$\begin{aligned} M_{\max} &= \frac{z_p m_1 U^2}{2\omega c_1 \left[r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + (x_{s1} + c_1 x'_{s2})^2} \right]} = \\ &= \frac{U^2}{\omega^2} \cdot \frac{z_p m_1}{2c_1 \left[\frac{r_1}{\omega} \pm \sqrt{\left(\frac{r_1}{\omega}\right)^2 + (L_{s1} + c_1 L'_{s2})^2} \right]} \xrightarrow{U/\omega = \text{const} \wedge \omega \rightarrow 0} 0 \end{aligned} \quad (4.9)$$

где: $U, \omega = 2\pi f$ – напряжение и угловая частота питания; r_1, L_{s1}, x_{s1} – параметры цепи статора АД; z_p, m_1, c_1 – число пар полюсов, число фаз и коэффициент приведения Т-образной схемы замещения к Г-образной; L'_{s2}, x'_{s2} – приведённая индуктивность и индуктивное сопротивление рассеяния ротора.

Уменьшение электромагнитного момента при $f \rightarrow 0$ связано с размагничиванием двигателя. Из уравнения Кирхгофа для цепи статора

$$U_m = r_1 I_m + jx_{s1} I_m - \underline{E}_m = r_1 I_m + jx_{s1} I_m + j\omega w_{ef} \underline{\Phi}_{0m} \quad (4.10)$$

следует

$$\underline{\Phi}_m = -j \frac{1}{2\pi w_{ef}} \left(\frac{U_m}{f} - \frac{r_1 I_m}{f} - 2\pi L_{s1} I_m \right) \xrightarrow{f \rightarrow 0} 0, \quad (4.11)$$

что амплитуда магнитного потока $|\underline{\Phi}_m|$ уменьшается за счёт роста падения напряжения на активном сопротивлении статора $\underline{U}_{r1} = r_1 I_m / f \xrightarrow{f \rightarrow 0} \infty$. Значит, введение в напряжение питания вольтодобавки, равной $\underline{U}_{r1} = r_1 I_m$, исключит этот эффект размагничивания, т.е.

$$\underline{\Phi}_m = \underline{C}_\Phi \left(\frac{U_m + r_1 I_m - r_1 I_m}{f} - 2\pi L_{s1} I_m \right) = \underline{C}_\Phi (C_{uf} - 2\pi L_{s1} I_m), \quad (4.12)$$

где: $C_{uf} = U_m / \omega = U_m / (2\pi f)$, $\underline{C}_\Phi = -j / (2\pi w_{ef})$.

Введение IR-компенсации (IRC) эквивалентно условию $r_1 = 0$, следовательно, опрокидывающий момент будет константой

$$M_{\max} = C_{uf}^2 \cdot \frac{z_p m_1}{2c_1 (L_{s1} + c_1 L'_{s2})} = \text{const}, \quad (4.13)$$

Так как при частотном управлении по закону $U / f = \text{const}$ без компенсации падения напряжения на активном сопротивлении статора r_1 максимальный момент двигателя стремится к нулю при $f \rightarrow 0$, то граничным условием пуска является равенство $M_{st} = M_{\max} = M_L$. Графически это соответствует расположению точки опрокидывания в точке M_L на оси абсцисс плоскости механической характеристики (рис. 4.6, а). При возрастании частоты выше значения $f > f_a$ механическая характеристика двигателя смещается в направлении, указанном стрелкой, максимальный момент растёт и ускорение сохраняет положительное значение, если сохраняется величина момента нагрузки M_L или если момент нагрузки возрастает медленнее момента двигателя.

Пренебрегая величиной $c_1 \approx 1,0$ в выражении (4.9) получим для условия нулевого ускорения (4.8):

$$M_{\max} = M_L = \frac{\omega_0 z_p m_1 C_{uf}^2}{2 \left[r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + (\omega_0 L_s)^2} \right]} \quad (4.14)$$

$$\phi_0 = \frac{f_a}{f_N} = \frac{2C_\Phi r_1}{f_N (C_\Phi^2 - L_s^2 M_L^2)} M_L \xrightarrow{L_s \rightarrow 0} \frac{2r_1}{f_N C_\Phi} M_L$$

где: ω_0 – начальная угловая частота источника питания; $C_\Phi = C_{uf}^2 z_p m_1 / 2$; $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$.

Суммарная индуктивность потоков рассеяния статора и ротора L_s составляет от нескольких единиц до нескольких десятков миллигенри, поэтому величина $L_s^2 M_L^2$ даже при номинальной нагрузке не превышает 10–15% от постоянной C_ϕ^2 . Это позволяет использовать для оценки начальной частоты ϕ_0 линейную зависимость от момента нагрузки.

Введение IRC обеспечивает постоянство опрокидывающего момента M_{\max} . Поэтому относительная частота нулевого ускорения при номинальной нагрузке равна номинальному скольжению s_N (см. рис. 4.6, б), а так как рабочий участок механической характеристики практически линейный, то линейной будет и зависимость частоты от нагрузки –

$$\phi_{0IRC} = \frac{f_c}{f_N} = \frac{s_N}{M_N} M_L. \quad (4.15)$$

При этом с ростом частоты механическая характеристика будет смещаться по стрелке параллельно вверх, обеспечивая положительное ускорение при условии $M_L < M_{\max}$.

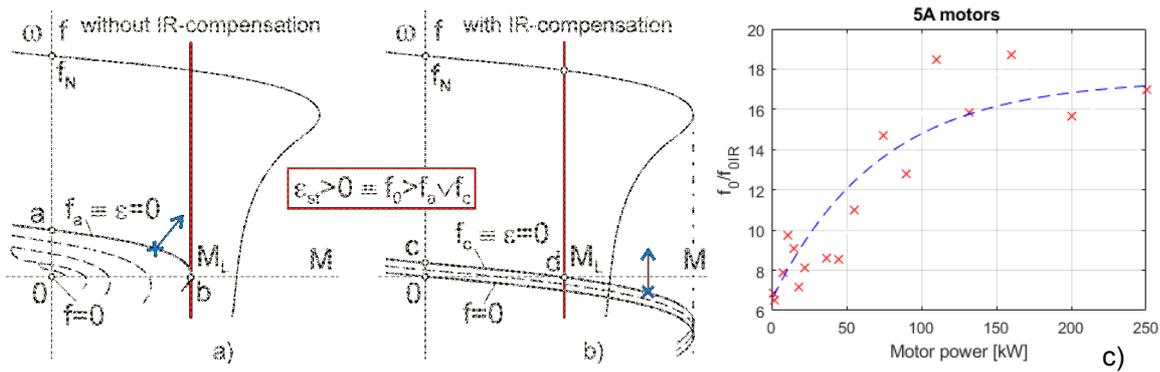


Рис. 4.6. Условия частотного пуска без IR-компенсации (а), с компенсацией (б) и расчётные начальные частоты пуска двигателей серии 5А (с)

Сравним начальные частоты пуска ϕ_0 и ϕ_{0IRC} :

$$\frac{\phi_0}{\phi_{0IRC}} = \frac{f_0}{f_{0IRC}} = \frac{f_a}{f_c} = \frac{2C_\phi r_1}{f_N (C_\phi^2 - L_s^2 M_L^2)} \cdot \frac{M_N}{s_N} = \frac{2C_\phi r_1 h}{C_\phi^2 - L_s^2 M_L^2} \approx \frac{2r_1 h}{C_\phi}, \quad (4.16)$$

где $h = M_N / (s_N f_N) = [\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}]$ – жёсткость механической характеристики двигателя на рабочем участке. На рис. 4.6, с показаны значения соотношения (4.16) для двигателей серии 5А с одной парой полюсов магнитного поля. Здесь видно, что $f_0 > f_{0IRC}$ и это соотношение с ростом мощности двигателя увеличивается вследствие того, что жёсткость механической характеристики h возрастает значительно быстрее, чем снижается величина активного сопротивления статора r_1 .

Соотношение $f_0 / f_{0IRC} > 1,0$ означает, что пуск привода с IRC возможен при более низкой начальной частоте. Причём, ускорение при пуске с IRC будет больше, а длительность меньше, так как $M_{\max} = M_{\max}(f_N) = \text{const}$, в то время как без IRC $M_{\max} = F(f) < M_{\max}(f_N)$.

Следует заметить, что характер движения привода при частотах питания ниже f_0 зависит от характера нагрузки. При пуске с активной нагрузкой до тех пор, пока $f < f_0$ вращение происходит в сторону, противоположную действию

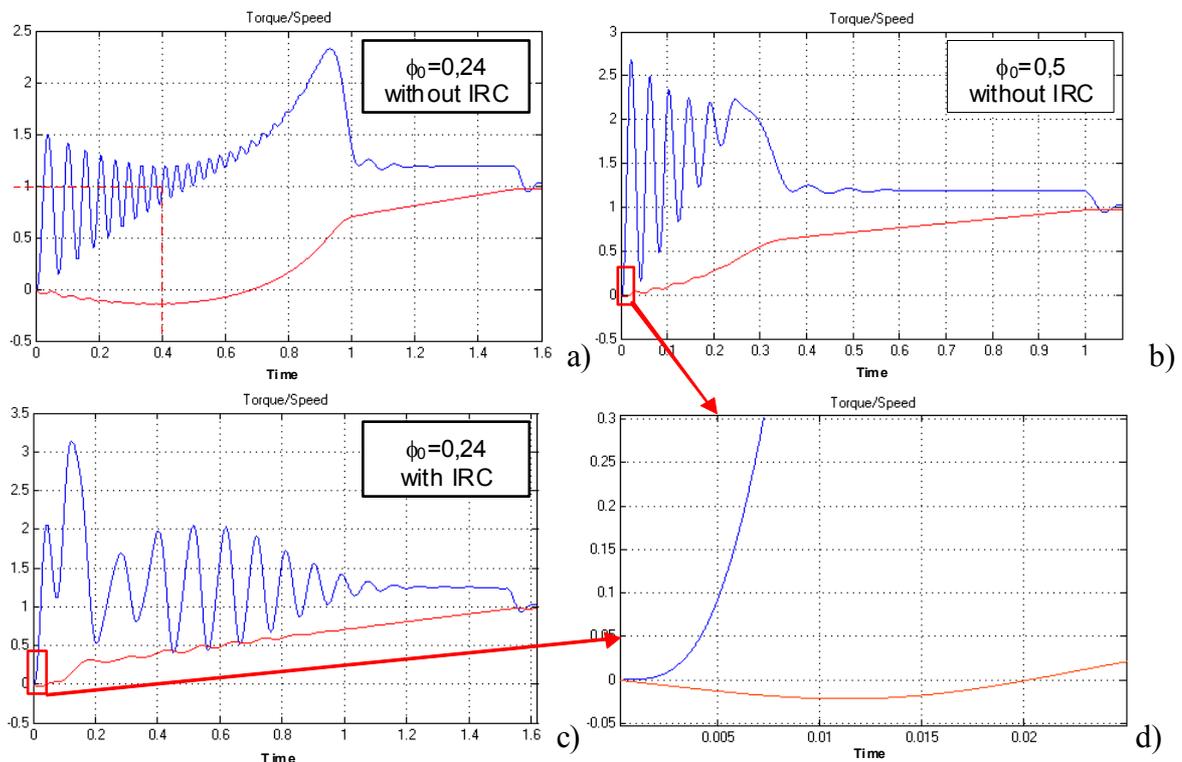


Рис. 4.7. Временные диаграммы пуска АД без IR-компенсации с разными начальными частотами (а) и (b) и с компенсацией (с)

электромагнитного момента двигателя, т.е. в отрицательном направлении. Затем вращение замедляется, двигатель останавливается и начинается разгон в положительном направлении (см. рис. 4.7, а). В случае реактивной нагрузки двигатель неподвижен, пока $f < f_0$, а затем разгоняется в положительном направлении (см. рис. 5.3, b).

Рассмотренная выше оценка начальной частоты пуска является заниженной, так как выражение для максимального момента соответствует работе двигателя в статическом режиме со сформированным магнитным полем. При пуске размагниченого двигателя требуется время для создания магнитного поля и, следовательно, более высокая начальная частота, чтобы ускорить процесс его формирования.

На рис. 4.7 а показаны временные диаграммы пуска с номинальной активной нагрузкой при линейном изменении частоты в течение 2 секунд от расчётного значения по выражению (4.14) $\phi_0 = 0,24$. Здесь видно, что ускорение при вращении в отрицательном направлении становится равным нулю при достижении моментом двигателя номинального среднего значения, т.е. при выполнении условия $\overline{M}_{st} = M_N = M_L \equiv \varepsilon_{st} = 0$. Увеличение начальной частоты до $\phi_0 = 0,5$ значительно уменьшает длительность вращения в отрицательном направлении и максимальное значение отрицательной скорости (рис. 4.7, b). Однако полностью ис-

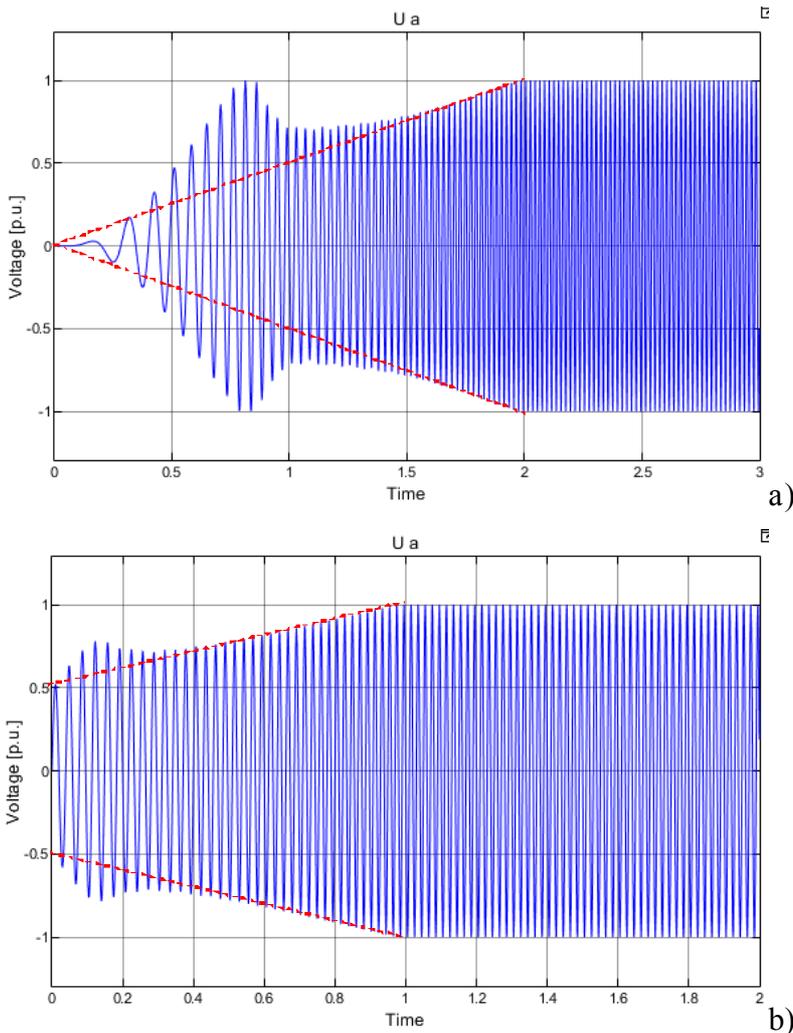


Рис. 4.8. Фазное напряжение при пуске АД с IRC-компенсацией с нулевой (а) и ненулевой начальной частотой (б)

ключить это явление невозможно, так как в момент пуска двигатель размагничен и для создания магнитного поля требуется время, в течение которого двигатель вращается за счёт энергии нагрузки. В данном случае оно составляет половину периода начальной частоты, т.е. 20 мс (рис. 4.7, d).

Введение IRC при прочих равных условиях практически исключает обратное вращение (рис. 4,7 с), не влияя на длительность пуска. Однако при этом снижается частота колебаний момента и скорости и возникает бросок момента, на 40% превышающий бросок при отсутствии компенсации. Величина броска и частота колебаний в значительной степени зависят от глубины обратной связи, т.е. от величины активного сопротивления

статора r_1 , от характера и параметров изменения частоты питания, а также от характера нагрузки и суммарного момента инерции движущихся тел.

Таким образом, в динамике возникают явления, требующие исследования при решении вопроса о целесообразности введения IRC.

Проблема создания IRC заключается в том, что вольтодобавка должна быть векторной величиной, так как фазный ток в уравнении (4.12) является вектором. Иначе говоря, с изменением нагрузки вольтодобавка должна изменяться не только по величине, но и по фазе. Это требует существенного усложнения системы управления преобразователем частоты, поэтому в реальном приводе используют скалярную вольтодобавку, что создаёт погрешность компенсации, приводящую к вариации опрокидывающего момента при изменении частоты.

Так как величина напряжения пропорциональна частоте, то в подсистеме f/U transformation на рис. 4.4, а сигнал вольтодобавки IR суммируется с относительной частотой (сумматор S2) и умножается на флаг введения компенсации $needIR=0 \vee 1$ (Math Functions / Gain). При этом необходимо учесть, что знак сигнала частоты соответствует порядку чередования фаз и меняется на противополо-

ложный при изменении направления вращения, поэтому вольтодобавка умножается на сигнал знака f (перемножитель P2 и блок Sgn). Затем, для исключения возможности формирования напряжения выше номинального при больших пе-

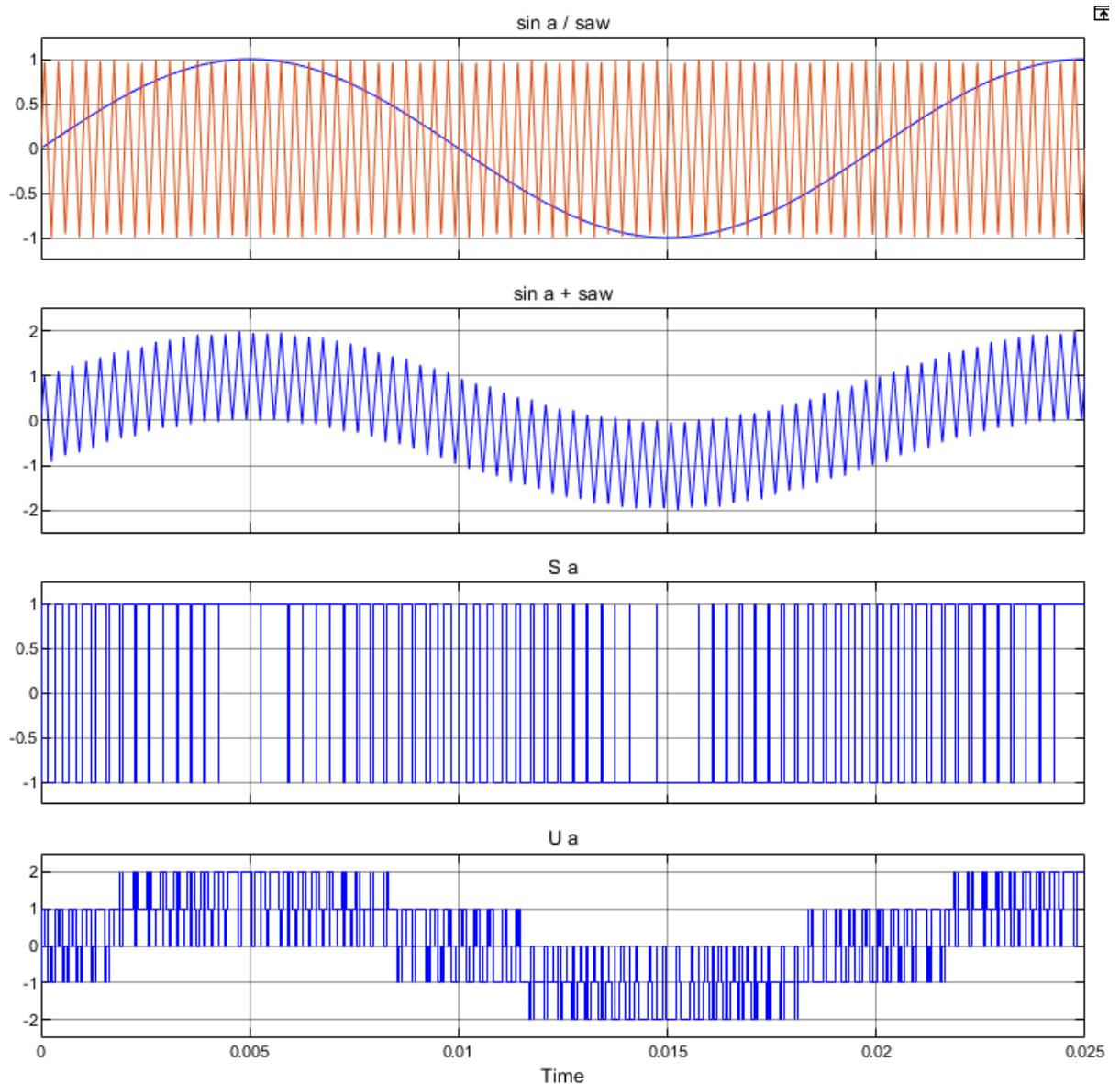


Рис. 4.9. Временные диаграммы инвертора с синусоидальной ШИМ

реходных токах, вводится блок ограничения Str (Discontinuities / Saturation) с граничными значениями $\pm 1,0$.

На рис. 4.8, а и б показано фазное напряжение при пуске двигателя с IR-компенсацией при линейном нарастании частоты в течение 2-х секунд с нулевой и ненулевой начальной частотой соответственно. Штриховыми линиями на рисунке показаны огибающие, соответствующие отсутствию компенсации.

Подсистема Inverter формирует фазные напряжения, соответствующие синусоидальной ШИМ. Структурная схема блока показана на рис. 4.4, б. Входными сигналами являются текущее значение аргумента синусных функций α и вектор фазных синусных функций $\sin abc$.

Угол α используется для формирования треугольного сигнала развёртки ШИМ, синхронизированного с сигналом модуляции. Коэффициент $k_{fsg} \leq 1,0$ определяет кратность частоты развёртки, т.е. в результате умножения на этот коэффициент скорость изменения угла α увеличивается в k_{fsg} раз. Затем, используя прямую и обратную синусную функцию, мы получаем симметричный пило-

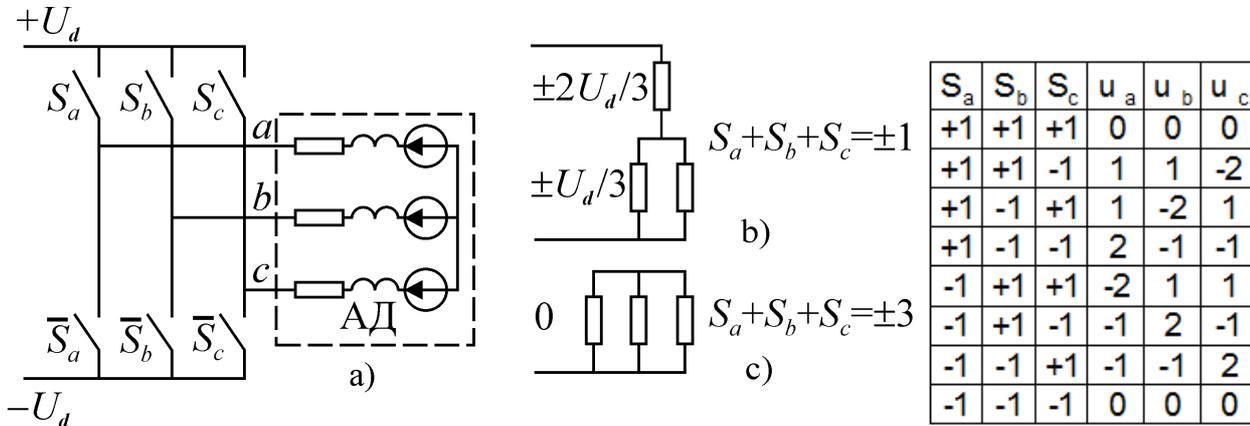


Рис. 4.10. Структурная схема инвертора (а) и схемы соединения фазных обмоток для различных коммутационных функций (b) и (c)

образный сигнал с частотой $k_{fsg} \cdot f(t)$ и амплитудой $\pi/2$, которую приводим к единичному значению умножением на $2/\pi$. На схеме рис. 4.4, b и на рис. 4.8 этот сигнал обозначен как saw.

Суммируя единичные синусные функции фазных напряжений $\sin abc$ с сигналом развёртки saw мы получаем сигнал R_a , у которого длительность интервалов между нулевыми значениями соответствуют среднему значению сигнала модуляции (рис. 4.9).

Для формирования коммутационных функций инвертора в модели используется реле R (Discontinuities / Relay) с функцией переключения

$$S_k = \begin{cases} 1 \leftarrow R_k > dR \\ -1 \leftarrow R_k < -dR \end{cases} \quad (4.17)$$

где R_k –компонента k -й фазы входного вектора реле; $dR = 1e-12$ – некая малая величина, определяющая порог переключения около нулевого значения входного сигнала R_k ; S_k –компонента k -й фазы выходного вектора реле, а $k = \{a, b, c\}$ – индекс фазных компонент сигнала. В результате на выходе реле R формируются сигналы фазных коммутационных функций, показанные на рис. 4.9 для фазы a.

При коммутации ключей полумостов инвертора происходит изменение схемы соединения обмоток статора двигателя. Число возможных вариантов соединения исчерпывается двумя, показанными на рис. 4.10, b и c, т.е. возможно смешанное последовательно - параллельное соединение и параллельное соединение всех обмоток. В первом случае напряжение звена постоянного тока распределяется по обмоткам в соотношении $2/3+1/3$, а во втором начала обмоток соединяются на положительной или отрицательной шине инвертора и оказываются отключёнными от источника питания.

На рис. 4.10 дана таблица состояний коммутационных функций и соответствующих им относительных падений напряжения на обмотках. Аналитически эту связь можно представить в виде:

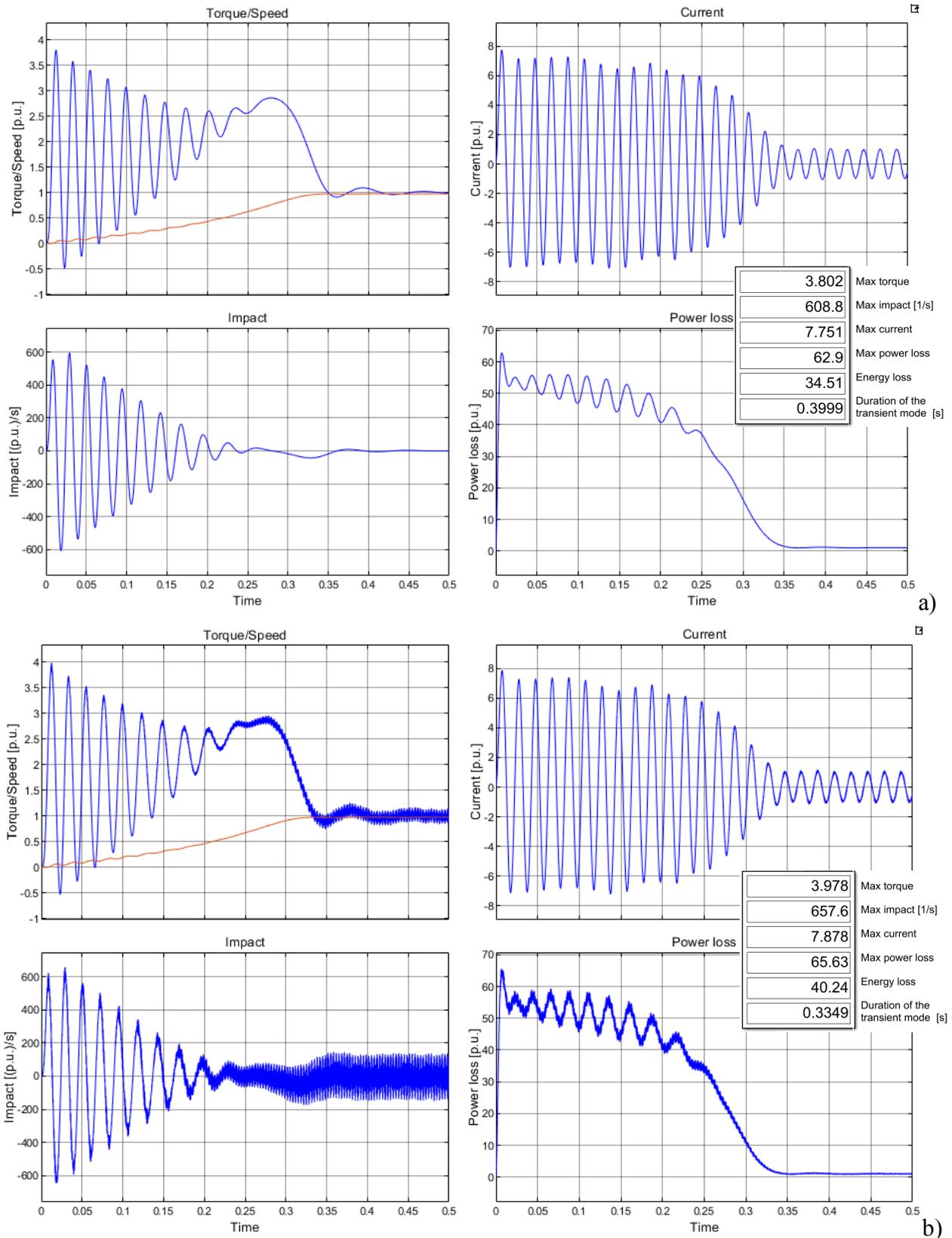


Рис. 4.11. Временные диаграммы пуска АД при питании от синусоидального источника (а) и от инвертора (б)

$$u_k = \left[S_k - (S_{p \neq k} + S_{q \neq k}) / 2 \right] \cdot \text{sign} \left(3 - \left| \sum_{k=a}^c S_k \right| \right), \quad (4.18)$$

где $k = \{a, b, c\}$.

Первый сомножитель в (4.18) соответствует ненулевым распределениям напряжения по обмоткам, а второй нулевым. В структурной схеме инвертора на рис. 4.4, *b*. выражению (4.18) соответствует подсистема S/U transformation (рис. 4.4, *c*). Сумматоры S1–S3 реализуют фазные компоненты, соответствующие первому сомножителю. Для упрощения схемы деление на 1/2 и изменение знаков выполнено с помощью коэффициента $-1/2$ сразу для всех элементов вектора S abc. Сигналы, сформированные сумматорами, объединяются в вектор блоком M (Signal Routing / Mux), после чего умножаются на

$$\text{sign} \left(3 - \left| \sum_{k=a}^c S_k \right| \right) = \begin{cases} 1 \leftarrow \left| \sum_{k=a}^c S_k \right| \neq 3 \\ 0 \leftarrow \left| \sum_{k=a}^c S_k \right| = 3 \end{cases}. \quad (4.19)$$

Условие (4.19) вычисляется блоками SE (Math Operations / Sum of Elements), A (Math Operations / Abs), S4 (Math Operations / Sum) и Sg (Math Operations / Sign). В результате на выходе перемножителя P формируются сигналы фазных напряжений в относительных единицах (U_a на рис. 4.9), преобразуемые затем в фазные напряжения инвертора умножением на величину напряжения в звена постоянного тока U_d .

На рис. 4.11 в качестве примера показаны временные диаграммы прямого пуска с синусоидальным питанием (а) и с ШИМ при частоте модуляции 3 кГц (б). Здесь видно, что при питании от инвертора наличие высших гармоник на 2–5% ухудшает все показатели, но несколько улучшает динамику. Поэтому детальное исследование переходных режимов должно выполняться с учётом реальных условий питания привода.

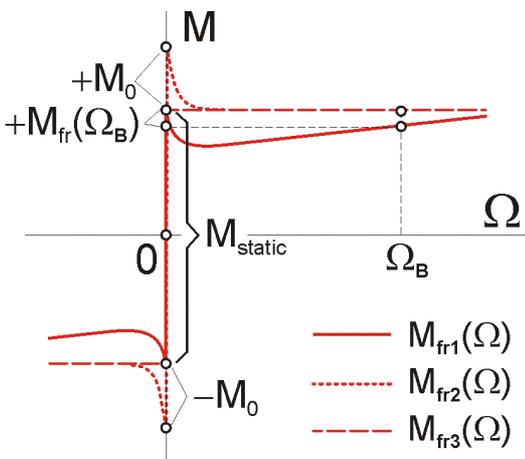


Рис. 5.1. Механические характеристики момента сухого трения

5. Блок нагрузки

В любом приводе на вал двигателя действует сила трения. Под этим понятием объединяется ряд сложных физических явлений, некоторые из которых до настоящего времени не имеют полного теоретического обоснования.

Силы трения, действующие между соприкасающимися твёрдыми телами, называются силами сухого трения. Различают трение покоя, трение скольжения и трение качения. Трение качения связано с деформацией контактирующих тел и обычно пренебрежимо мало.

Характерной особенностью силы трения покоя является её неопределённость в некоторых пределах. С изменением внешней силы, смещающей одно тело относительно другого, изменяется и сила трения покоя, уравнивающая внешнюю силу. Поэтому тело остаётся неподвижным до тех пор, пока внешняя сила не превысит максимального значения силы трения покоя, после чего начинается скольжение данного тела по поверхности соприкасающегося с ним другого тела.

Опыт показывает, что сила трения при скольжении зависит от относительной скорости скольжения. Сначала с увеличением относительной скорости величина силы трения несколько уменьшается, а затем начинает медленно возрастать. Однако изменение силы трения скольжения часто настолько мало, что её считают независимой от скорости скольжения.

Величина сил сухого трения в покое и при скольжении зависит от свойств поверхностей соприкасающихся тел: их материалов, чистоты обработки и наличия посторонних веществ (влаги, масел, пыли и т.п.), а также от величины нормального давления одного тела на другое.

В отличие от сухого вязкое трение возникает в результате взаимодействия твёрдого тела с газообразной или жидкой средой. Величина сил вязкого трения зависит от формы тела, скорости его движения и свойств среды (вязкости и плотности). При прочих равных условиях сила вязкого трения является линейной функцией от относительной скорости движения тела.

Момент нагрузки, действующий на вал двигателя до начала движения, создаётся силой трения покоя F_{static} , величина которой может иметь любое значение в пределах $-F_0 \leq F_{static} \leq +F_0$. Соответственно и момент трения покоя M_{static} , создаваемый силой F_{static} , равен:

$$M_{static} = rF_{static} = -rF_0 \leq M_{static} \leq +rF_0 = -M_0 \leq M_{static} \leq +M_0, \quad (5.1)$$

где $\pm F_0$ – максимальное значение силы трения покоя, а r – расстояние от поверхности контакта до оси вращения или радиус приведения, если трение возникает между элементами кинематической цепи, движущимися поступательно.

После начала вращения момент трения M_{fr} обычно резко падает, достигает минимума, а затем либо медленно возрастает при наличии составляющей вязкого трения ($M_{fr1}(\Omega)$ на рис. 5.1), либо остаётся практически постоянным, если вязкое трение пренебрежимо мало ($M_{fr2}(\Omega)$ на рис. 5.1). Снижение момента трения в начале движения объясняется возникно-

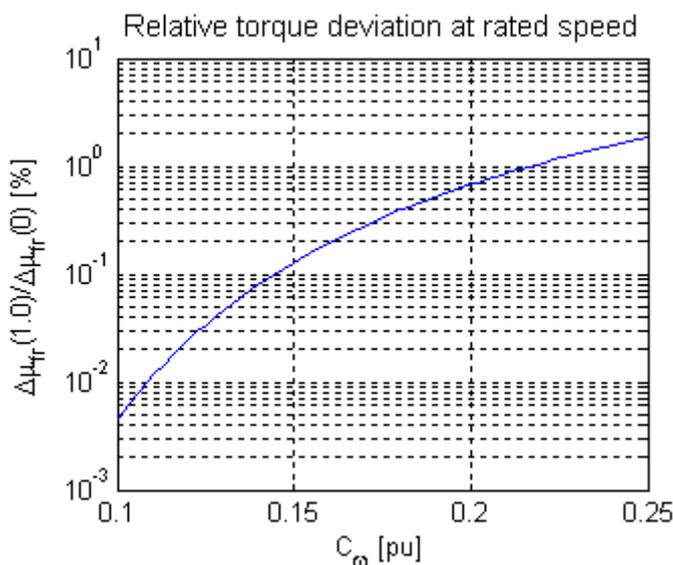


Рис. 5.2. Относительное отклонение момента трения при номинальной скорости вращения в зависимости от постоянной экспоненты C_ω

вением физических явлений, отсутствующих в покое и вызывающих уменьшение коэффициента трения соприкасающихся поверхностей. При слабо выраженном отличии трения скольжения от трения покоя и отсутствии вязкого трения момент трения не зависит от скорости вращения ($M_{fr3}(\Omega)$ на рис. 5.1). Назовём составляющую момента трения, включающую моменты трения скольжения, качения и вязкого трения, динамической составляющей, и обозначим типы характеристик трения номерами 1, 2 и 3 в соответствии с рис. 5.1.

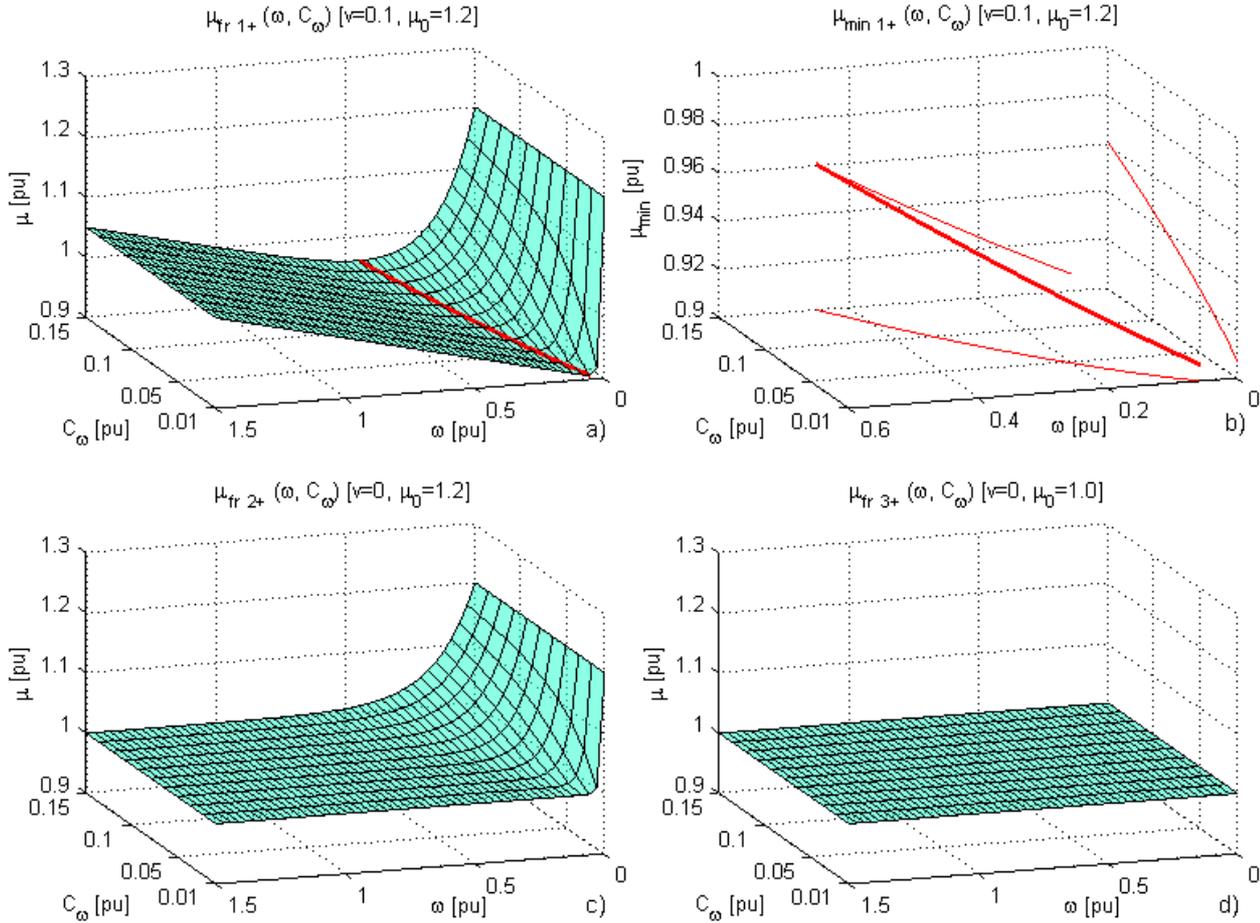


Рис. 5.3. Поверхность механической характеристики сухого и вязкого трения 1-го типа (a) и траектория минимума этой поверхности (b); поверхности механических характеристик сухого трения с выраженным (c) и невыраженным трением скольжения (d)

Характер зависимости $M_{fr}(\Omega)$ в первую очередь определяется материалом пар поверхностей скольжения и чистотой их обработки. Кроме того, очень сильное влияние на характер и величину трения скольжения оказывают различные загрязнения. Влажные поверхности или поверхности со следами масла имеют совершенно иной характер зависимости $M_{fr}(\Omega)$ и иное значение M_0 , чем те же очищенные поверхности.

Нормированную механическую характеристику динамического момента трения первого типа ($M_{fr1}(\Omega)$ на рис. 5.1) аналитически можно представить в виде –

$$\mu_{fr}(\omega) = \text{sign}(\omega) \left\{ 1,0 - v + \left[(\mu_0 - 1,0 + v) \exp(-|\omega|/C_\omega) + v|\omega| \right] \right\}, \quad (5.2)$$

где: $\mu_{fr}(\omega) = M_{fr1}(\Omega) / M_{fr}(\Omega_B)$ – момент трения, приведённый к моменту при базовой частоте (скорости) вращения Ω_B , в качестве которой можно использовать номинальное значение скорости или синхронную скорость в зависимости от задачи визуализации результатов; $1,0 \leq \mu_0 = M_0 / M_{fr}(\Omega_B) < 1,1 \dots 1,3$ – относительное значение максимального момента сухого трения покоя; $\omega = \Omega / \Omega_B = n / n_B$ – относительное значение частоты (скорости) вращения; $0,01 < C_\omega \leq 0,15$ – постоянная экспоненты, определяющая скорость её затухания; $v = v \cdot \Omega_B / M_{fr}(\Omega_B) \square 1,0$ – нормированный коэффициент вязкого трения.

Зависимость (5.2) должна обеспечивать единичное значение момента трения при единичной скорости вращения, что необходимо для масштабирования функции $\mu_{fr}(\omega)$ при моделировании. Однако при скорости $\omega = 1,0$ существует положительное отклонение момента (погрешность)

$$\Delta\mu_{fr}(1,0) = \mu_{fr}(1,0) - 1,0 = (\mu_0 - 1,0 + v) \exp(-1,0/C_\omega), \quad (5.3)$$

определяемое амплитудой экспоненты $\Delta\mu_{fr}(0) = \mu_0 - 1,0 + v$ и её постоянной C_ω . На рис. 5.2 графически представлена зависимость $\Delta\mu_{fr}(1,0) / \Delta\mu_{fr}(0) = \exp(-1,0/C_\omega)$. Здесь видно, что даже при большом значении постоянной $C_\omega = 0,25$ относительное отклонение составляет менее 2%, а абсолютное отклонение ещё меньше, так как $\Delta\mu_{fr}(0) < 1,0$.

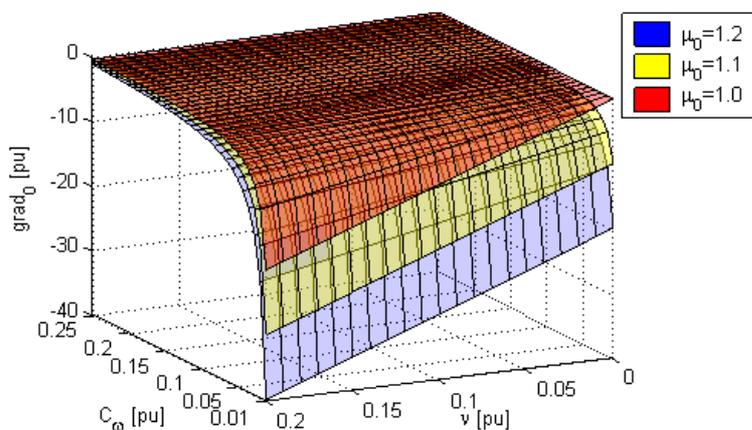


Рис. 5.4. Начальные градиенты механических характеристик при разных значениях статического момента μ_0

Следовательно, погрешность модели трения (5.2) существенно меньше погрешности исходных данных моделирования, например, погрешности параметров схемы замещения двигателя или погрешности заданного статического момента сухого трения.

На рис. 5.3, а) показана поверхность функции (5.2) $\mu_{fr1+}(\omega, C_\omega)$ для положительной скорости вращения ω и вариации постоянной экспоненты C_ω , а на рис. 5.3, б) траектория минимума момента $\mu_{min}(\omega, C_\omega)$ и её проекции на плоскости системы координат для общего случая характеристики трения первого типа.

Наличие вязкого трения создаёт минимум характеристик $\mu_{fr}(\omega_{min}) = \min$ при скорости

$$\omega_{\min} = \pm C_{\omega} \ln \left(\frac{\mu_0 - 1,0 + v}{v C_{\omega}} \right), \quad (5.4)$$

определяемой решением уравнения

$$\frac{\partial}{\partial \omega} \mu_{fr}(\omega) = v - \frac{\mu_0 - 1,0 + v}{C_{\omega}} \exp(-\omega_{\min} / C_{\omega}) = 0. \quad (5.5)$$

Отсутствие вязкого трения ($v = 0$) делает поверхность $\mu_{fr}(\omega, C_{\omega})$ монотонно гладкой (см. рис. 5.3, с), а условие $\mu_0 = \pm 1,0$, соответствующее приводу, в котором момент трения скольжения практически не отличается от момента трения покоя, приводит к вырождению поверхности $\mu_{fr}(\omega, C_{\omega})$ в плоскость (см. рис. 5.3, d).

Для работы привода существенное значение имеет градиент момента в начале движения grad_0 , так как резкое изменение нагрузки может создавать реакцию в виде колебаний скорости. Из выражения (5.5) следует, что

$$\text{grad}_0 = \frac{\partial}{\partial \omega} \mu_{fr}(0) = \frac{1,0 - \mu_0 - v(1,0 - C_{\omega})}{C_{\omega}}, \quad (5.6)$$

т.е. градиент определяется величиной максимального статического момента μ_0 , коэффициентом вязкости v и постоянной C_{ω} . На рис. 5.4 показаны поверхности начального градиента для трёх значений статического момента трения μ_0 . Здесь видно, что при больших значениях постоянной $C_{\omega} > 0,1$ градиент невелик и слабо зависит от коэффициента вязкости v , а при $v = 0$ и $\mu_0 = 1,0$ градиент, как и следовало ожидать, обращается в нуль, так как механическая характеристика момента $M_{fr}(\Omega)$ вырождается в константу.

Выражение (5.2) легко масштабируется, так как обеспечивает соответствие $\mu_{fr}(1,0) = 1,0$. Например,

для получения нагрузки, соответствующей некоторой точке механической характеристики двигателя с координатами $\{M_{mtr}, n_{mtr}\}$, нужно создать нагрузку

$$M_L = \mu_{fr}(n_{mtr} / n_B) M_{mtr}. \quad (5.9)$$

Адекватность модели момента трения существенно влияет на достоверность результатов моделирования. Выбором μ_0 , v и C_{ω} можно обеспечить минимальное отклонение модели трения от зависимости $M_{fr}(\Omega)$ для исследуемого приво-

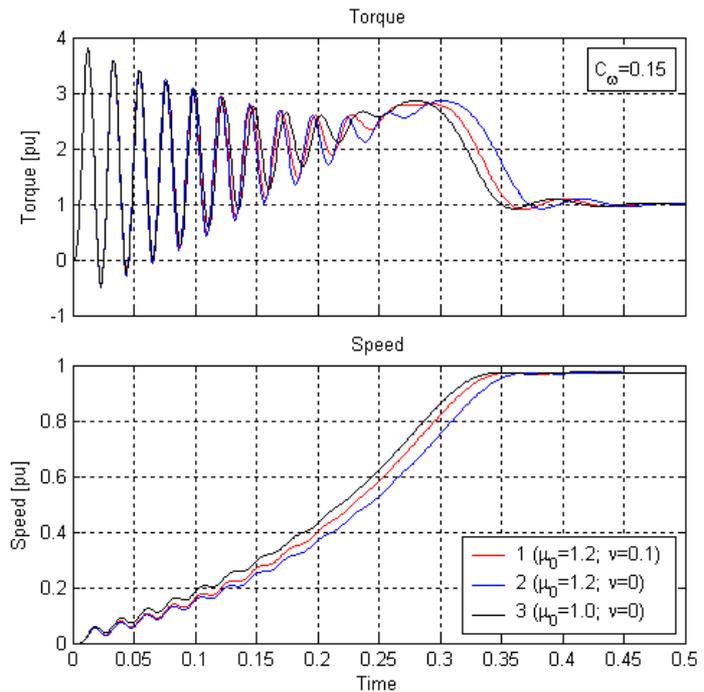


Рис. 5.5. Временные диаграммы прямого пуска АД с различными моделями трения

да. На рис. 5.5 показаны временные диаграммы прямого пуска двигателя с номинальной нагрузкой, соответствующей трём моделям трения на рис. 5.1. Здесь видно, что параметры модели момента трения влияют на динамику привода, но в

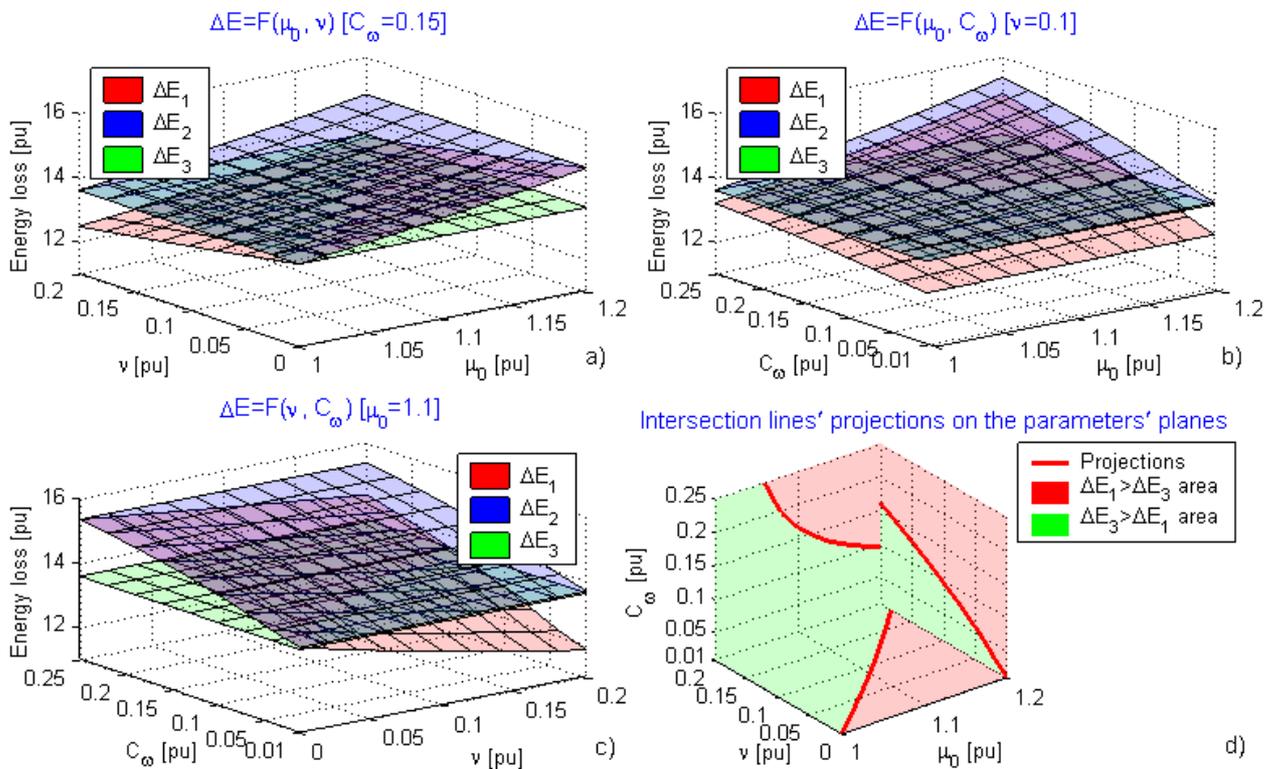


Рис. 5.6. Потери энергии при пуске в зависимости от коэффициента вязкого трения ν , статического момента μ_0 и постоянной экспоненты модели C_ω (а-с) и линии пересечения поверхностей для этих параметров (d)

значительно большей степени они влияют на потери энергии при пуске ΔE (см. рис. 5.6). Особенно это заметно в модели трения первого типа ΔE_1 . Наибольшие потери соответствуют модели второго типа, а модели первого и третьего типа образуют области параметров с противоположным соотношением потерь (см.

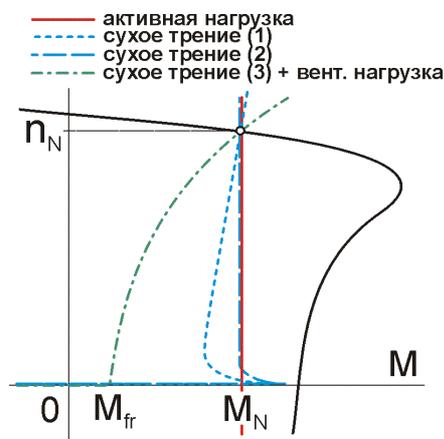


Рис. 5.7. Механические характеристики нагрузки

рис. 5.6 d). Такая картина требует тщательного выбора параметров модели, в особенности постоянной экспоненты, градиент которой $\partial(\Delta E)/\partial C_\omega$ на 30 % превышает градиенты двух других параметров. Однако если задача исследования не предусматривает определённый характер момента трения нагрузки, то обычно ограничиваются простейшими моделями второго или третьего типа.

Блок Load (рис. 2.1) формирует сигнал, соответствующий моменту нагрузки на валу двигателя. В зависимости от выбора характера нагрузки (load_mode=1,2,3) она может быть активной (1), реактивной типа сухое трение (2) и вентиляторной с

составляющей или без составляющей сухого трения (3). В последних двух вариантах модель сухого трения может быть трёх типов, рассмотренных выше.

Активная нагрузка (рис. 5.7) представляет собой константу, равную в общем случае

$$M_L = k_L M_N = \text{const}, \quad (5.10)$$

где: $0 < k_L \leq 1,0$ – коэффициент нагрузки, а M_N – номинальное значение момента двигателя.

В случае нагрузки типа сухое трение вращение вала двигателя не может начаться, пока создаваемый им вращающий момент M_{mtr} не превысит по абсолютному значению момент трения покоя M_0 . Для моделирования этого явления необходимо при $n = 0 \equiv \Omega = 0$ создать единичную обратную связь электромагнитного момента двигателя и нагрузки на валу, обеспечивая тем самым неподвижность ротора, –

$$M_{mtr} - M_L = J \cdot d\Omega / dt \xrightarrow{M_L = M_{mtr}} d\Omega / dt = 0 \xrightarrow{\Omega_0 = 0} \Omega = 0. \quad (5.11)$$

И разорвать эту связь при условии $|M_{mtr}| > |M_0|$. Значит, нагрузка на валу двигателя при сухом трении определяется как

$$M_L = \begin{cases} M_{mtr} \leftarrow |n| = 0 \wedge |M_{mtr}| < |M_0| \\ M_{fr} \leftarrow |n| > 0 \end{cases}. \quad (5.12)$$

Вентиляторная нагрузка имеет параболическую механическую характеристику:

$$M_V(n) = \text{sign}(n) \cdot k_V \Omega^2. \quad (5.13)$$

В сочетании с сухим трением уравнение нагрузки имеет вид:

$$M_L(n) = M_{fr} + M_V = \text{sign}(n) [k_{fr} k_L M_N + k_V \Omega^2], \quad (5.14)$$

где: $0 < k_{fr} = \mu_{fr}(\omega) < k_L$ – относительное значение момента сухого трения при частоте вращения $\omega = \Omega / \Omega_0$.

Коэффициент вентиляторной нагрузки k_V необходимо определить из условия получения заданного момента на валу M_L^* :

$$M_L^* = k_L M_N = k_{fr} k_L M_N + k_V \cdot [\Omega_0 (1 - s^*)]^2, \quad (5.15)$$

где $s^* = f(M_L^*)$ – скольжение, соответствующее моменту нагрузки M_L^* , а $\Omega_0 = 2\pi f_N / z_p$ – синхронная угловая частота вращения.

Отсюда

$$k_V = \frac{k_L (1 - k_{fr})}{(1 - s^*)^2} \cdot \frac{M_N}{\Omega_0^2} = \kappa_V \frac{M_N}{\Omega_0^2}. \quad (5.16)$$

Скольжение s^* определяется механической характеристикой двигателя. На рабочем участке ($0 \leq |s| \leq 1,2s_N$) эту характеристику можно представить прямой, проходящей через точки холостого хода и номинальной нагрузки. При этом погрешность линеаризации не превышает 1–2%. Тогда

$$\omega^2 = (1 - s^*)^2 = (1 - k_L s_N)^2, \quad (5.17)$$

где: s_N – скольжение при номинальной нагрузке.

Отсюда безразмерный относительный коэффициент вентиляторной составляющей нагрузки

$$k_V = \frac{k_L [1 - k_{fr}]}{(1 - k_L s_N)^2}. \quad (5.18)$$

При номинальной заданной нагрузке $k_L = 1,0$, $s^* = s_N$ и выражение (5.16) упрощается, принимая вид:

$$k_V = \frac{[1 - k_{fr}] M_N}{\Omega_N^2}, \quad (5.19)$$

где $\Omega_N = \Omega_0 (1 - s_N)$ – номинальная угловая частота вращения в рад/с.

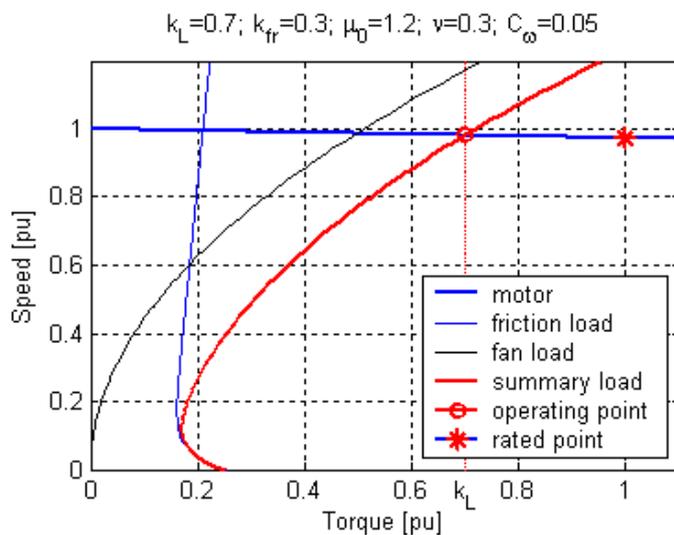


Рис. 5.8. Рабочая точка двигателя, работающего на вентиляторную нагрузку с сухим и вязким трением

В качестве примера на рис. 5.8 показаны: линеаризованная механическая характеристика двигателя с номинальным скольжением $s_N = 2,7\%$ (motor); характеристика момента трения с параметрами $\mu_0 = 1,2$; $v = 0,3$; $C_\omega = 0,05$ (friction load); характеристика вентиляторного момента (fan load) с коэффициентом $k_V = 0,5088$, рассчитанным по выражению (5.18) для коэффициента нагрузки $k_L = 0,7$ и результирующая механическая характеристика нагрузки (summary load). Здесь видно, что статическая рабочая точка привода соответствует суммарной заданной нагрузке,

включающей обе составляющие ($k_L = 0,7$).

Модель блока нагрузки Load, реализующего рассмотренные выше функции, показана на рис. 5.9. Входными сигналами блока являются вектор электромагнитного момента и скорости двигателя Torque/Speed, а также константа типа нагрузки load_mode, а выходным сигналом – момент нагрузки Load [Nm].

Выбор типа нагрузки осуществляется заданием константы load_mode в файле-сценарии исходных данных модели. Эта константа управляет переключателем MSw (Signal Routing / Multipoint Switch) (рис. 5.9, a), передающим на выход блока сигналы активной нагрузки (active), сухого трения (friction) и вентиляторной нагрузки (fan).

Активная нагрузка представляет собой константу $k_L \cdot M_n$ (Sources / Constant), значение которой определяется коэффициентом нагрузки $0 < k_L \leq 1,0$ и задаётся в файле-сценарии исходных данных модели.

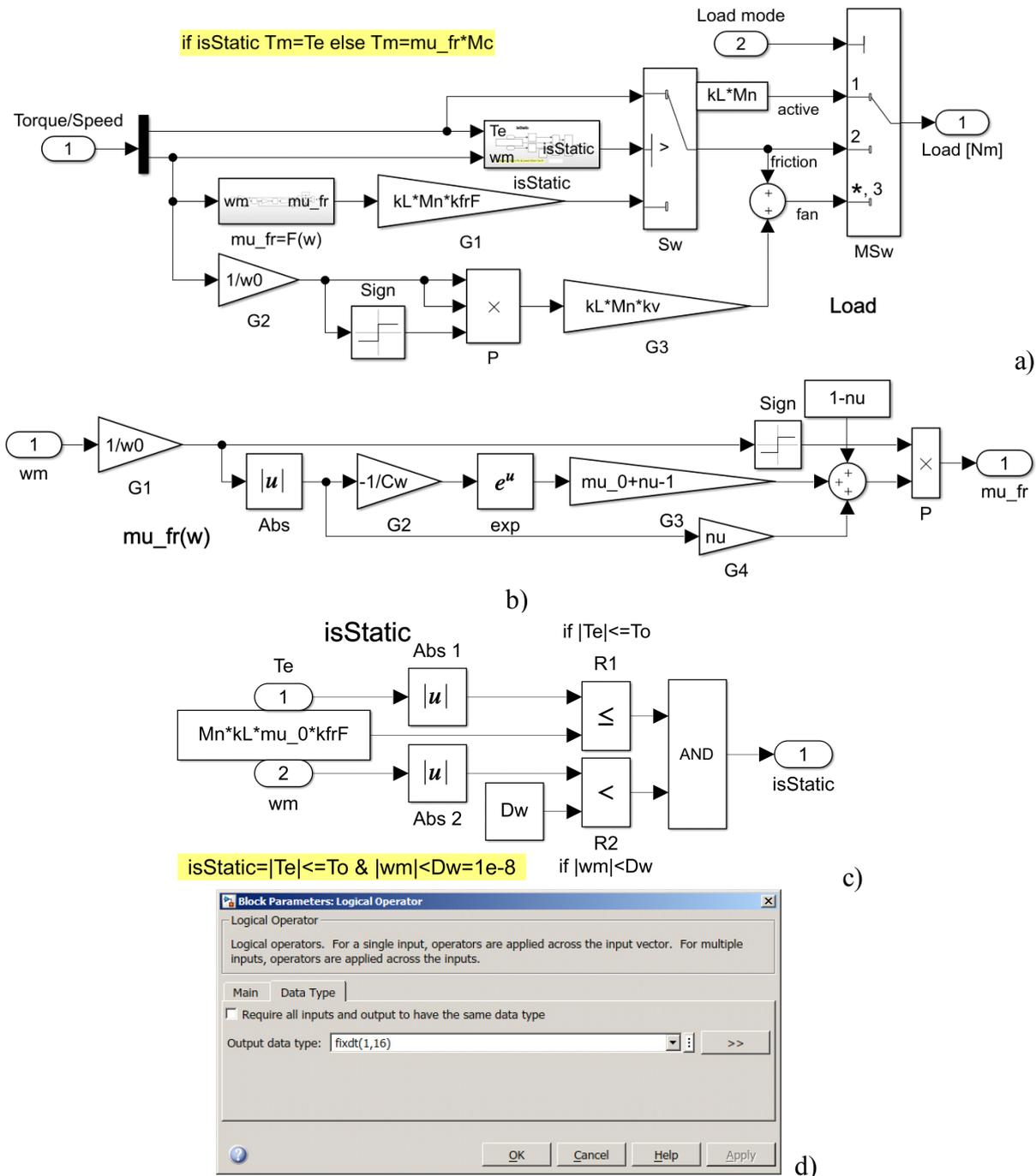


Рис. 5.9. Универсальная модель нагрузки (а) с подсистемами момента трения (b) и признака статического режима работы (с); окно настройки блока логического оператора (d)

Модель сухого трения реализуется блоками $G1$ (Math Operations / Gain) и Sw (Signal Routing / Switch), а также подсистемами $\mu_{fr} = F(w)$ и $isStatic$.

Подсистема $\mu_{fr} = F(w)$ (рис. 5.9, b) реализует функцию (5.2). Входной сигнал текущей частоты вращения w блоком $G1$ (Math Operations / Gain) преобразуется в относительное значение ω , а затем блоком Abs (Math Operations / Abs) исключается её знак. Аргумент экспоненты и её амплитуда в выражении (5.2)

формируются блоками G2 и G3 (Math Operations / Gain) соответственно, а текущее значение вычисляется блоком exp (Math Operations / Math Functions). Составляющая вязкого трения формируется блоком G4 (Math Operations / Gain), а доля сухого трения в установившемся режиме задаётся блоком константы 1-ну. Сумматор S (Math Operations / Sum) объединяет все компоненты трения в выражении (5.2), после чего с помощью блока P (Math Operations / Product) результат умножается на знак частоты вращения, формируемый блоком Sgn (Math Operations / Sign).

Сигнал на выходе подсистемы $m_{fr} = F(w)$ представляет собой относительное значение момента трения. Абсолютное значение получается умножением на заданный момент нагрузки $M_L = k_L M_N$. Однако момент трения для вентиляторной нагрузки и чистого трения различен. Для вентиляторной нагрузки он задаётся коэффициентом $0 \leq k_{fr} < 1,0$, как часть суммарного момента M_L . Чтобы ограничиться одной моделью трения для обоих типов нагрузок (трения и вентиляторной) и минимизировать количество элементов модели при переходе к абсолютному значению момента в блоке G1 (Math Operations / Gain) в качестве множителя используется коэффициент

$$k_{fr} = 1,0 - \text{isFan} + k_{fr} \text{isFan} = \begin{cases} 1,0 \leftarrow \text{isFan} = 0 \\ k_{fr} \leftarrow \text{isFan} = 1 \end{cases} \quad (5.20)$$

где $\text{isFan} = \text{floor}(\text{load_mode}/3) = \begin{cases} 1 \leftarrow \text{load_mode} = 3 \\ 0 \leftarrow \text{load_mode} \neq 3 \end{cases}$ – признак вентиляторной на-

грузки. Таким образом, на выходе блока G1 формируется текущее абсолютное значение момента трения в динамике, т.е. при ненулевой частоте вращения.

При неподвижном роторе и электромагнитном моменте двигателя, не превышающем момент трения покоя, момент нагрузки должен быть равен электромагнитному моменту. Это условие обеспечивается ключом Sw, управляемым признаком

$$\text{isStatic} = \begin{cases} 1 \leftarrow \Omega = 0 \wedge |M_{mtr}| \leq |M_0| \\ 0 \leftarrow \Omega \neq 0 \vee |M_{mtr}| > |M_0| \end{cases} \quad (5.21)$$

формируемым подсистемой isStatic. В случае $\text{isStatic} = 1$ сигнал электромагнитного момента двигателя T_e^* через первый вход ключа Sw передаётся на его выход и далее через ключ MSw на выход блока нагрузки. В противном случае ключ Sw передаёт на выход сигнал на третьем входе – $M_L = F(\Omega)$.

Структурная схема подсистемы isStatic показана на рис. 5.9, с. Здесь для определения условия $|M_{mtr}| \leq |M_0|$ используется блок сравнения R1 (Commonly Used Blocks / Relational Operator), а для условия $\Omega = 0$ – блок R2. Однако условие $\Omega = 0$ численно реализовать невозможно, поэтому оно приближённо заменяется условием сравнения с малой величиной $|\Omega| \leq Dw = 1e-8$. Максимальное значе-

* На рис. 5.9 для электромагнитного момента двигателя и нагрузки на валу используются обозначения T_e и T_m , чтобы сохранить соответствие с обозначениями этих величины в Simulink блоке двигателя.

ние момента трения покоя M_0 определяется коэффициентом нагрузки k_L , относительным моментом трения покоя μ_0 и коэффициентом трения вентиляторной нагрузки k_{frF} – $M_0 = k_{frF}\mu_0k_L M_N$. В модели на рис. 5.9, с) эта величина задаётся соответствующей константой. Так как признак isStatic используется для управления ключом Sw, требующим вещественную переменную на входе управления, то в настройках блока AND (Commonly Used Blocks / Logical Operator) необходимо указать соответствующий тип выходной переменной (рис. 5.9, d).

На рис. 5.10 показаны временные диаграммы начала пуска с номинальной активной нагрузкой и с нагрузкой типа сухое трение (рис. 5.3 d). Здесь видно, что при активной нагрузке двигатель начинает вращаться в противоположную сторону. Затем замедляется, ускорение снижается до нуля, когда момент двигателя становится равным моменту нагрузки ($\mu_{mtr} = 1,0$), и останавливается, когда момент двигателя достигает значения, превышающего номинальное более чем в три раза. После этого двигатель начинает разгоняться. Значительный момент двигателя в начале разгона ($t = 10,0 \text{ i } \dot{n} \equiv \Omega = 0$) требуется для компенсации динамического момента $J \cdot d\Omega/dt$, так как $d\Omega/dt \square 0$. В случае сухого трения вал неподвижен до тех пор, пока момент двигателя не достигнет момента трения покоя ($\mu_{mtr} = \mu_{fr} = 1,0$), и лишь затем начинается разгон.

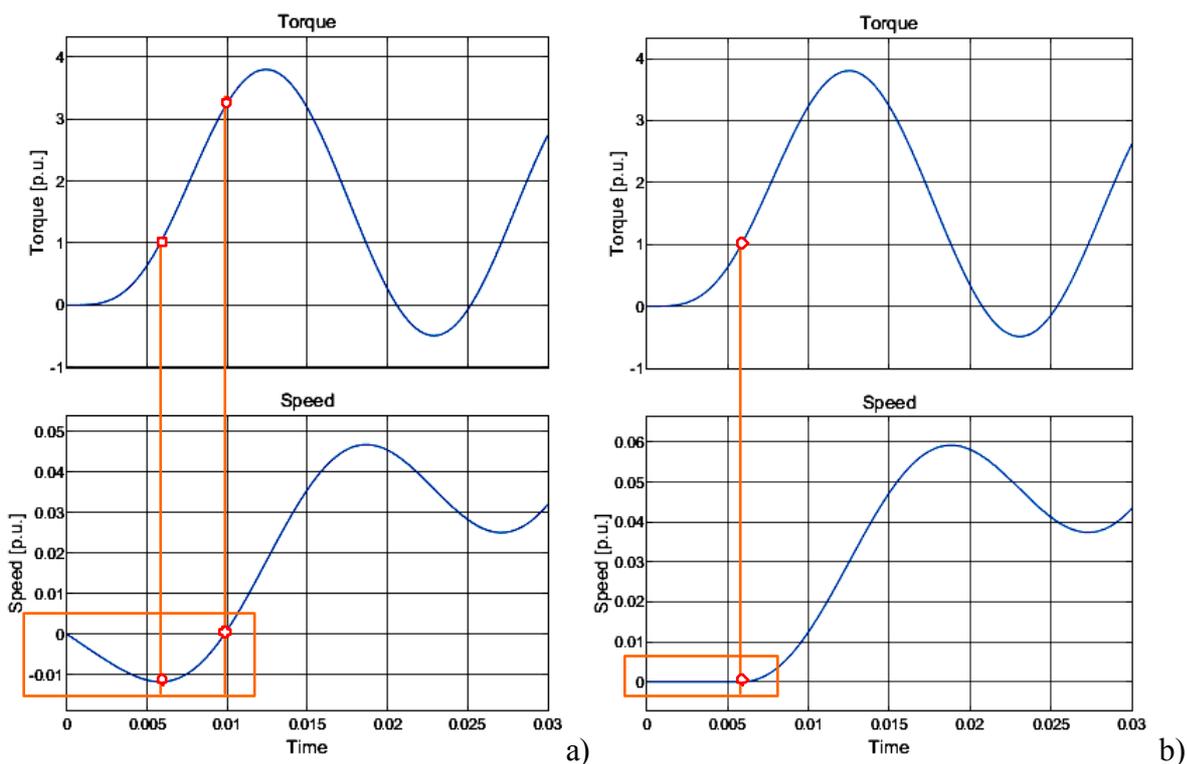


Рис. 5.10. Временные диаграммы начала пуска с активной нагрузкой (а) и с нагрузкой типа сухое трение (б)

Наличие участка с нулевой скоростью вращения при пуске, а также при определённых условиях реверса является критерием правильности построения модели нагрузки с сухим трением.

б) Блок преобразования данных

Блок Data processing (рис. 6.1) служит для преобразования измеряемых величин в систему относительных единиц, вычисления значений, не представленных в модели двигателя, формирования сигнала окончания моделирования, а также для вывода конечных значений в массив данных.

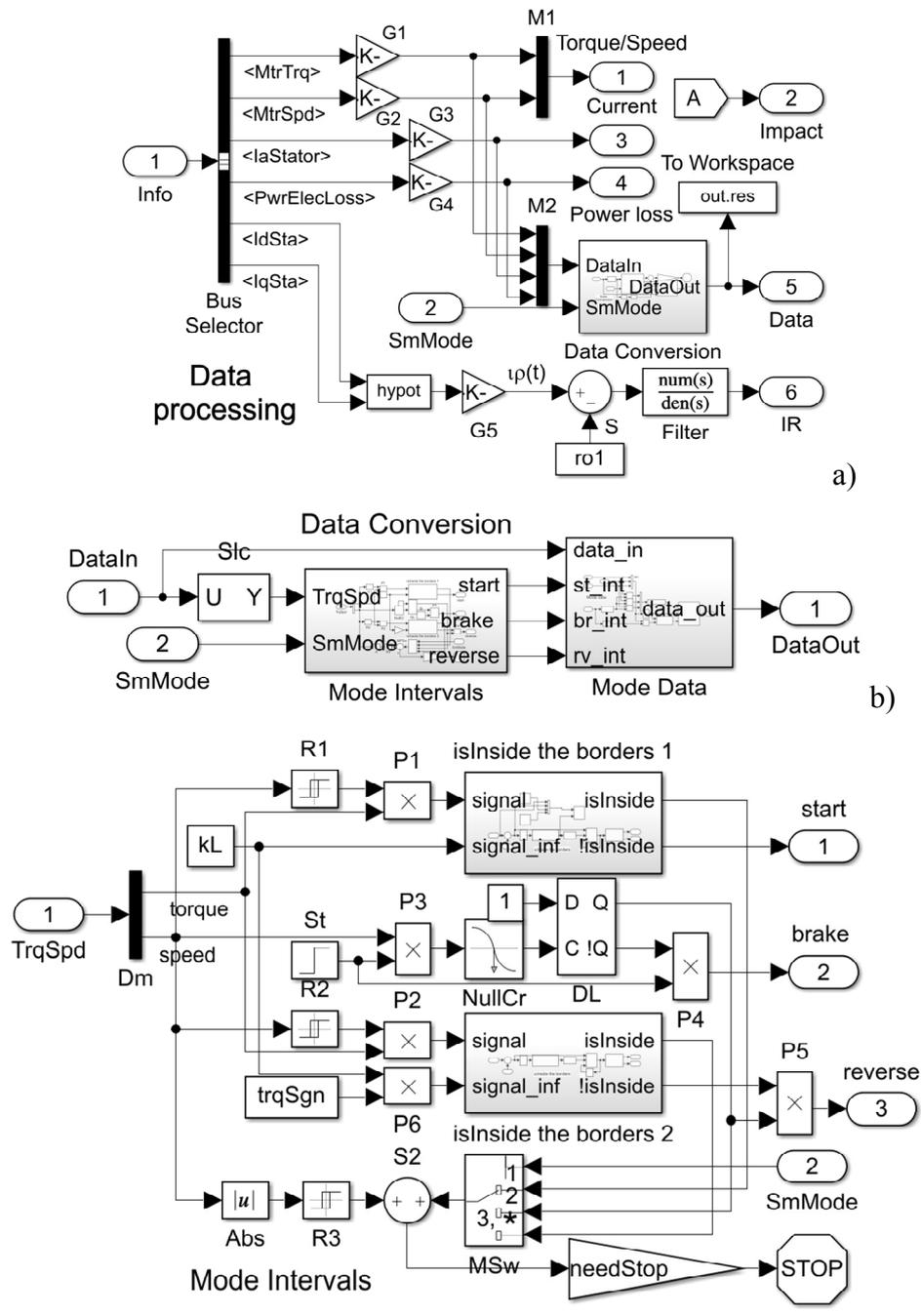


Рис. 6.1. Модель блока преобразования данных (а) и подсистем выделения данных, соответствующих режимам пуска, торможения и реверса (б) и определения интервалов времени, соответствующих этим режимам (с)

Входным сигналом блока является вектор выходных сигналов двигателя Info. Блок Bus Selector (Signal Routing / Bus Selector) позволяет выделить из вектора Info сигналы, соответствующие мгновенным значениям величин, объединённых в этот вектор. Для этого необходимо перевести требуемые сигналы из спи-

ска левой панели окна Bus Selector в правую панель. В данной модели используются сигналы электромагнитного момента <MtrTrq> и скорости вращения двигателя <MtrSpd>, тока фазы А статора <IaStator>, потерь электрической мощности <PwrElecLoss>, а также продольной и поперечной составляющих вектора тока статора <IdSta> и <IqSta>.

Составляющие вектора тока статора используются для вычисления его модуля и последующего формирования сигнала IR-компенсации. На выходе блока вычисления гипотенузы hipot (Math Operations / Math Function) на рис. 6.1, а формируется сигнал текущего значения модуля в соответствии с выражением:

$$i_m(t) = \sqrt{i_d(t)^2 + i_q(t)^2}. \quad (6.1)$$

Базовым значением для относительной величины модуля вектора тока статора является номинальное амплитудное значение $I_{mN} = \sqrt{2}I_N$, умноженное на поправочный коэффициент c_I . Коэффициент c_I компенсирует погрешность, возникающую от несовершенства модели АД. Он выбирается эмпирически из условия равенства справочному значению амплитуды тока статора в статическом режиме при номинальной частоте питания и номинальной нагрузке. Тогда текущее относительное значение модуля вектора тока равно

$$i_m(t) = \frac{i_m(t)}{c_I I_{mN}} \xrightarrow{t \rightarrow \infty \wedge M_L = M_N} 1,0. \quad (6.2)$$

Относительное значение вольтодобавки для IR-компенсации получается умножением модуля вектора тока на относительное значение сопротивления статора

$$\rho_1 = \frac{r_1 I_{mN}}{U_{mN}} \quad (6.3)$$

$$i_m(t) \cdot \rho_1 = \frac{i_m(t)}{I_{mN} c_I} \cdot \frac{r_1 I_{mN}}{U_{mN}} = i_m(t) \frac{r_1}{U_{mN} c_I} = k_r i_m(t), \quad (6.4)$$

где: U_{mN} – амплитудное значение номинального фазного напряжения, а

$k_r = \frac{r_1}{U_{mN} c_I}$ – константа, реализуемая блоком G5 (Math Operation / Gain).

Однако величина вольтодобавки на выходе блока G5 должна быть скорректирована так, чтобы в номинальном режиме она отсутствовала. Для этого с помощью сумматора S из текущего значения вольтодобавки вычитается $i_{mN} \rho_1 = \rho_1$, т.е. величина относительного сопротивления статора.

IR-компенсация образует в системе привода положительную обратную связь. Для обеспечения устойчивости такой системы необходимо ввести в контур обратной связи фильтр нижних частот, в качестве которого можно использовать апериодическое звено первого порядка с постоянной времени 50 мс, реализованное блоком Filter (Continuous / Transfer Fcn)

Блоки G1–G4 (Math Operations / Gain) осуществляют преобразование электромагнитного момента двигателя, тока фазы А статора, потерь электрической

мощности и скорости вращения в систему относительных единиц путём деления текущих значений на базовые. В качестве базовых величин приняты номинальные значения момента M_N , амплитуды фазного тока I_{mN} и потерь мощности –

$$\Delta P = P_N(1 - \eta_N) / \eta_N, \quad (6.5)$$

где P_N, η_N – мощность и КПД двигателя в номинальном режиме, а также синхронная частота вращения Ω_0

Основные преобразования данных выполняются подсистемой Data Conversion, структура которой показана на рис. 6.1, б. Одной из функций этой подсистемы является выделение данных, соответствующих определённому переходному режиму: пуску, торможению или реверсу. Режим исследования определяется константой `sim_mode` (рис. 2.1), целочисленные значения которой 1, 2 и 3 соответствуют этим режимам. Для определения интервалов времени, соответствующих каждому режиму моделирования, используется подсистема Mode Intervals (рис. 6.1, с).

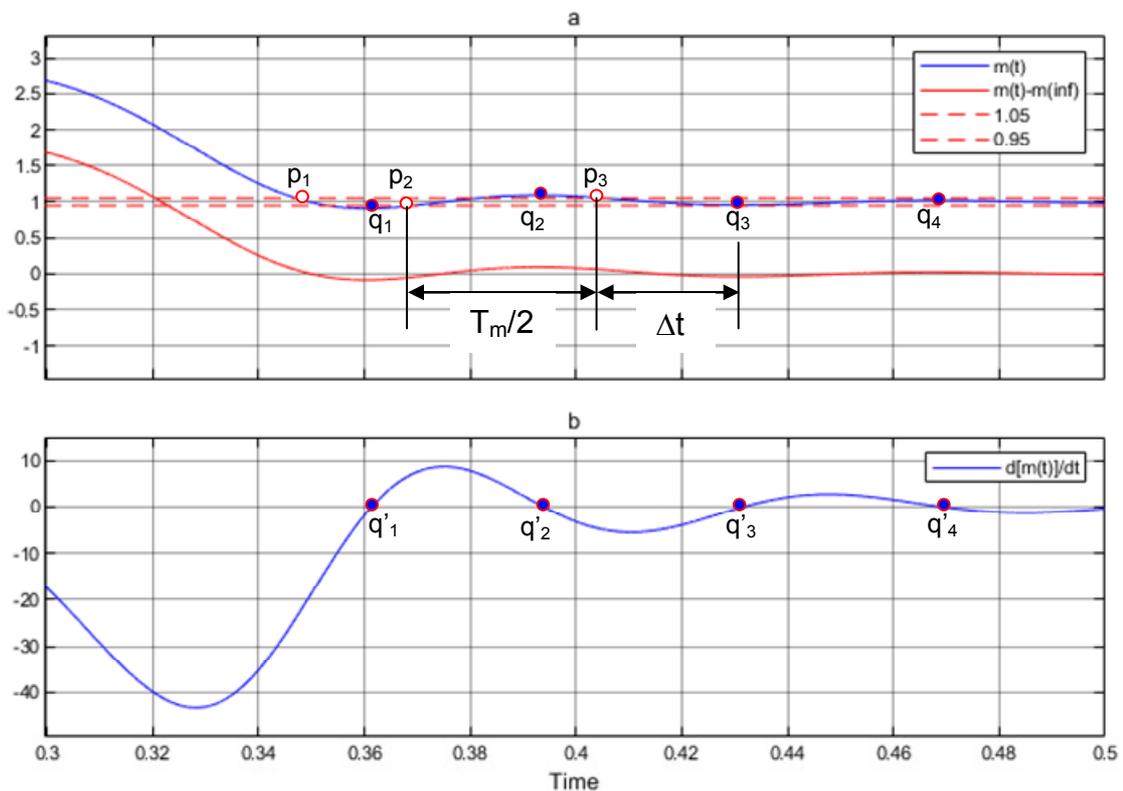


Рис. 6.2. Временные диаграммы окончания пуска АД

Стандартной длительностью переходного процесса является интервал времени, в течение которого величина сигнала отклоняется от установившегося значения более чем на 5%. В подавляющем большинстве случаев переходный процесс имеет колебательный характер, поэтому признаком окончания переходного процесса является вхождение отклонения сигнала в пятипроцентный «коридор».

Характер переходного процесса одинаков для всех величин: токов, потокосцеплений, электромагнитного момента и скорости вращения. Однако относи-

тельная величина колебаний различна. Как следует из рис. 4.11, наиболее значительны колебания электромагнитного момента, поэтому для определения длительности переходных процессов целесообразно выбрать эту величину.

На рис. 6.2, а показана временная диаграмма момента двигателя в конце пуска с номинальной относительной нагрузкой $m(t)$. На ней белыми точками $p_1 \dots p_3$ отмечены вхождения момента в «коридор», а синими точками $q_1 \dots q_4$ – амплитудные значения момента.

При моделировании не составляет труда определить моменты времени, соответствующие точкам p , а также сохранить в памяти параметры переходного процесса, соответствующие этим точкам. Однако для определения длительности необходимо убедиться в том, что последующие точки отсутствуют, т.е. что их нет в течение полупериода колебаний момента $T_m / 2$ (см. рис. 6.3), и тогда принять в качестве результата данные, соответствующие последней зафиксированной точке. На рис. 6.3 это точка p_3 . Однако здесь существует возможность ошибки моделирования, если после вхождения сигнала в «коридор» все колебания будут совершаться внутри допуска, что не позволит вычислить полупериод вхождения.

Значительно проще и без риска совершения ошибки задача решается, если в качестве критерия длительности принять вхождение в «коридор» амплитуды колебаний момента. Для этого достаточно продифференцировать сигнал момента $m(t)$ и определить нулевые точки производной $d[m(t)]/dt$. Тогда условие вхождения в «коридор» будет иметь вид:

$$\left| \frac{m(t_{q_k}) - m(\infty)}{m(\infty)} \right| = \left| \frac{\Delta m(t_{q_k})}{m(\infty)} \right| < 0,05, \quad (6.6)$$

где $m(t_{q_k})$ – амплитудное значение момента, соответствующее точке q_k , $m(\infty)$ – установившееся значение момента, а $\Delta m(t_{q_k})$ – амплитуда отклонения момента. На рис. 6.2 это относительная величина, равная номинальному моменту, т.е. $m(\infty) = 1,0$.

Однако при этом возникает погрешность определения длительности интервала $0 < \Delta t < T_m / 2$, зависящая от периода и коэффициента затухания колебаний. Это никак не влияет на параметры максимумов величин, находящихся в начале интервалов, но увеличивает их длительность и, соответственно, энергию потерь.

Структурная схема подсистемы определения длительностей интервалов переходных режимов Mode Intervals, основанной на рассмотренном выше принципе, показана на рис. 6.1, с. Входными сигналами подсистемы являются момент и скорость вращения двигателя. Они выделяются из вектора входных данных DataIn блока Data Conversion блоком Slc (Simulink / Signal Routing / Selector) (рис. 6.1, b).

На входе блока Mode Intervals сигналы момента и скорости разделяются блоком Dm (Simulink / Signal Routing / Demux). Сигнал скорости используется

для блокировки сигнала момента на начальных участках пуска и реверса, когда сильные колебания момента могут вызвать формирование ложных сигналов вхождения в «коридор», а также для формирования сигнала остановки ротора, являющегося признаком окончания режима торможения.

Блокировка сигнала момента на начальных участках пуска и реверса осуществляется формированием нулевых сигналов на выходах реле R1 и R2 (Simulink / Discontinuities / Relay) с уровнями переключений 0,8/0,79 и -0,79/-0,8 в состояния 1/0 и 0/1 соответственно.

При остановке в конце торможении колебания момента в приводе с одно-массовой нагрузкой отсутствуют. Поэтому граница торможения определяется по нулевому значению скорости. Эта задача решается блоком NullCr (Simulink / Discontinuities / Hit Crossing) при снижении входного сигнала (falling) до нулевого уровня. Для исключения формирования ложного сигнала блоком NullCr сигнал скорости на его входе блокируется источником St (Simulink / Sources / Step), формирующим единичный сигнал в момент начала торможения при реверсе, и множителем P3.

Таблица истинности D-триггера

C	D	Q	!Q
0	~	~	~
1	0	0	1
1	1	1	0

Сохранение состояния признака конца торможения до окончания моделирования осуществляется D-триггером DL (Simulink Extras / Flip Flops / D Latch). Единичный импульс на выходе блока NullCr переводит выход Q триггера в единичное состояние, а инверсный выход !Q в нулевое. Множитель P4 реализует логическую функцию И сигнала начала торможения на выходе блока

St и сигнала окончания торможения на выходе !Q. В результате на выходе brake подсистемы Mode Intervals формируется единичный импульс, длительность которого соответствует интервалу торможения (рис. 6.5, б).

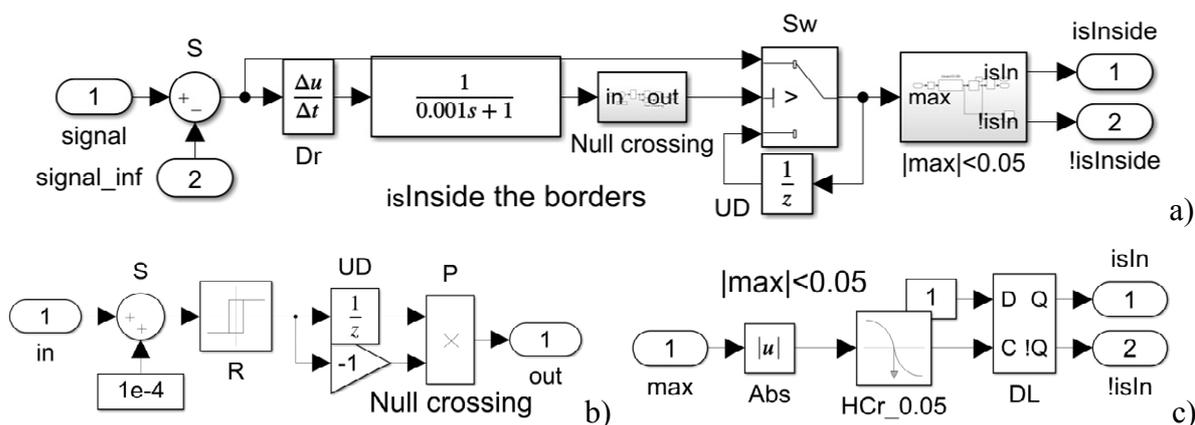


Рис. 6.3. Модель блока формирования сигнала окончания переходного процесса (а) и его подсистем: прохождения сигнала через нуль (б) и вхождения в границы допустимого отклонения (с)

Для определения интервалов времени нахождения момента вне или внутри границ «коридора» при пуске и реверсе используется подсистема isInside the borders (рис. 6.3), входными сигналами которой являются текущее значение момента (signal) и значение момента в установившемся режиме (signal_inf), а вы-

ходными сигналами прямая и инверсная логическая величина (isInside и !isInside), принимающая значения 0 и 1,0 типа double. Этот тип переменных более удобен для сопряжения с другими блоками модели.

Значение относительного момента в установившемся режиме соответствует константе $0 \leq kL \leq 1,0$, заданной в m-файле данных модели. Однако знак момента при вращении в отрицательном направлении для активной нагрузки должен быть положительным, а для сухого трения и вентиляторной нагрузки отрицательным. Для изменения знака в соответствии с характером нагрузки в m-файле данных вычисляется коэффициент знака момента:

$$\text{trqSgn} = 1 - 2 \text{sign}(\text{load_mode} - 1) = \begin{cases} 1,0 \leftarrow \text{load_mode} = 1 \\ -1,0 \leftarrow \text{load_mode} = 2 \vee 3 \end{cases} \quad (6.7)$$

на который умножается сигнал установившегося момента на входе блока isInside the borders 2 (рис. 6.1, c).

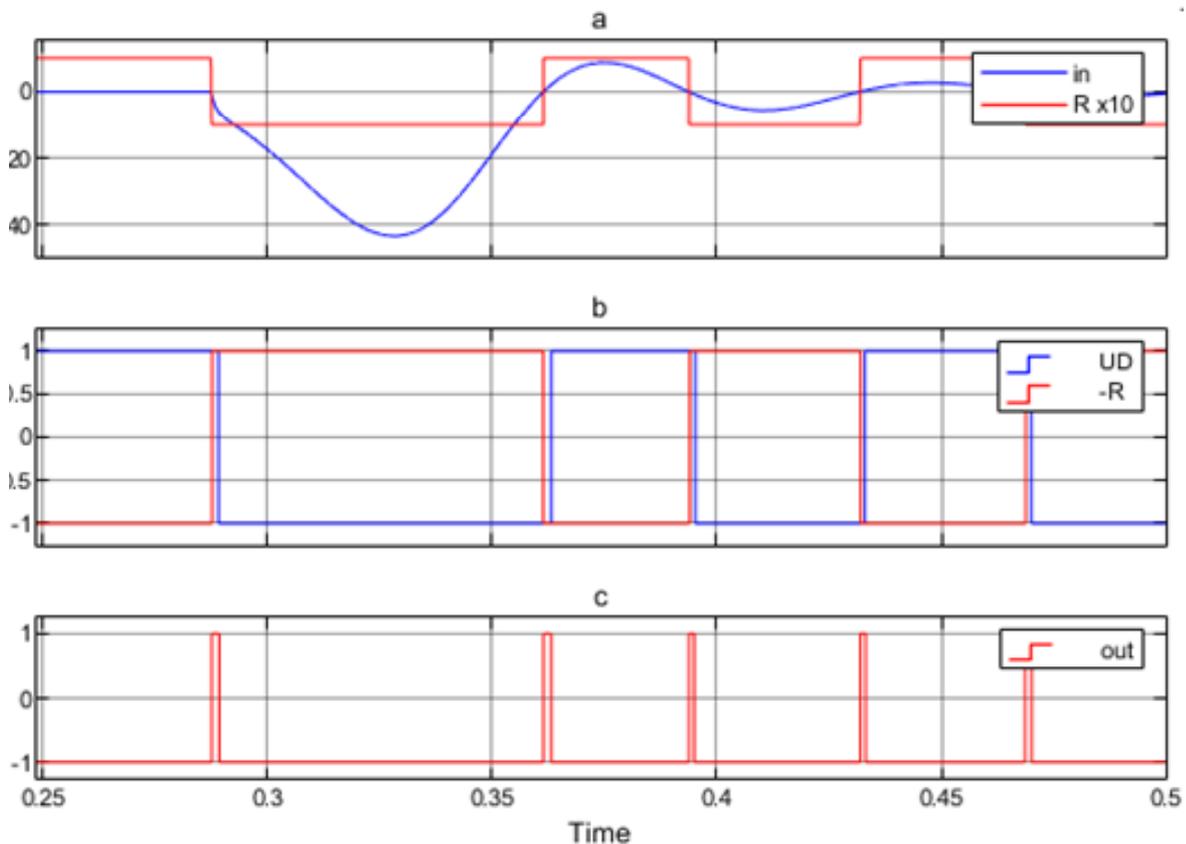


Рис. 6.4. Временные диаграммы сигналов блока на рис. 6.3

На выходе сумматора S на рис. 6.3, а формируется сигнал отклонения момента от установившегося значения $\Delta m(t) = m(t) - m(\infty)$, который затем дифференцируется с помощью блока Dr (Simulink / Continuous / Derivative). Численное дифференцирование создаёт ложные кратковременные импульсы, поэтому на выходе блока Dr установлен простейший фильтр нижних частот в виде апериодического звена первого порядка с постоянной времени 1 мс (Simulink / Continuous / Transfer Fcn). Сигнал на выходе фильтра показан на рис. 6.4, а.

Определение нулевых точек этого сигнала возможно с помощью блока Simulink / Discontinuities / Hit Crossing. Однако импульсы, формируемые этим блоком, сложно согласовать с элементом памяти, построенном на основе ключа Sw (Simulink / Signal Routing / Switch) с обратной связью, в цепь которой включен

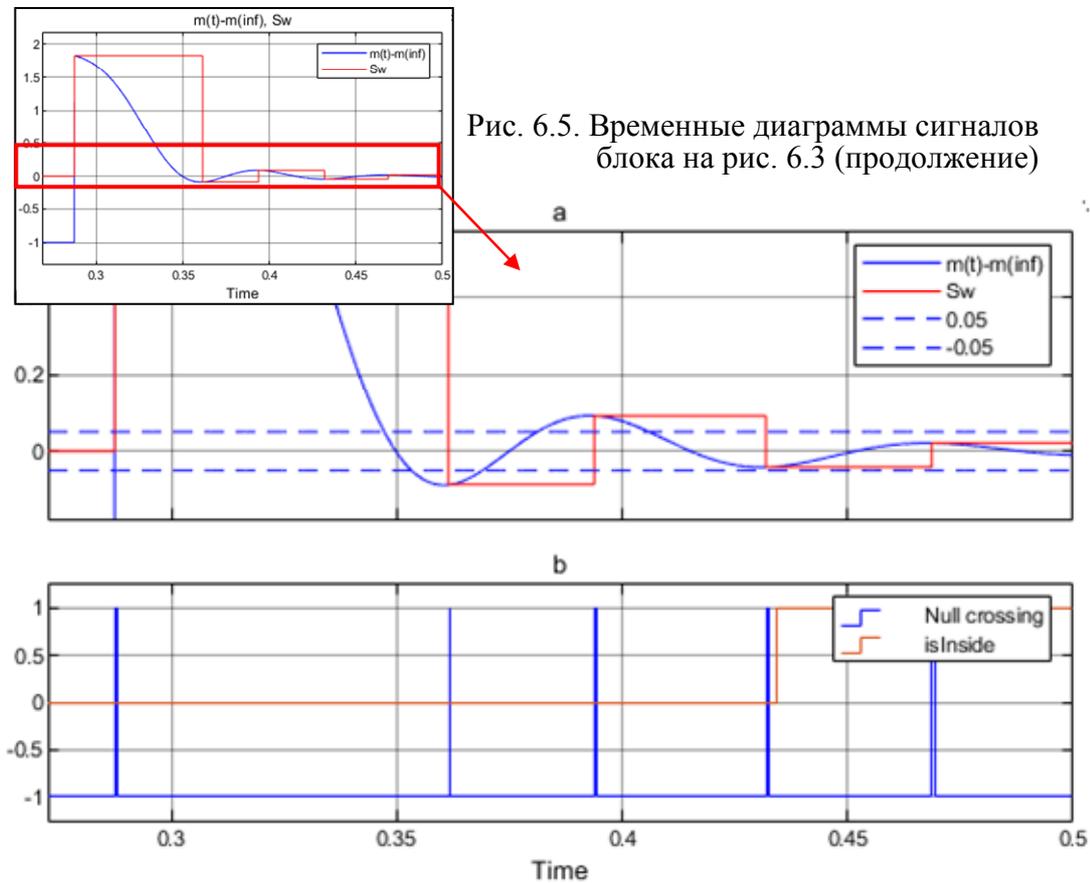


Рис. 6.5. Временные диаграммы сигналов блока на рис. 6.3 (продолжение)

блок задержки UD (Simulink / Discrete / Unit Delay) (см. рис. 6.3, а). Поэтому для формирования сигнала пересечения нулевого уровня используется подсистема Null crossing, структурная схема которой показана на рис. 6.3, б. Детектором пересечения нуля является реле R (Simulink / Discontinuities / Relay) с уровнями переключений $\pm 1e-5$ в состояния $\pm 1,0$ соответственно, формирующее знакопеременный выходной сигнал (рис. 6.4, а). Для получения кратковременных импульсов на фронтах переключения реле его выходной сигнал инвертируется (блок -1) и объединяется с сигналом, задержанным на один шаг моделирования блоком UD (Simulink / Discrete / Unit Delay). Кроме того, для получения перехода через нуль в момент снятия блокировки сигнала отклонения ($0,275$ с) входной сигнал реле смещён на незначительную величину $1e-4$ с помощью сумматора S. В результате объединения инверсного и смещённого по времени сигналов реле ($-R$ и UD на рис. 6.4, б) на выходе перемножителя P формируются знакопеременные импульсы перехода через нуль, показанные на рис. 6.4, с.

Элемент памяти на ключе Sw (рис. 6.3, а) сохраняет на выходе значения отклонений момента $\Delta m(t_{q_k}) = m(t_{q_k}) - m(\infty)$, соответствующие выходным импульсам блока Null crossing (см. рис. 6.5, а).

Теперь нужно определить момент, когда $|\Delta m(t_{q_k})| < 0,05$. Эта задача решается подсистемой $|\max| < 0,05$ (рис. 6.3, с). Формирование сигнала абсолютного значения $\Delta m(t_{q_k})$ осуществляется блоком Abs (Simulink / Math Operations / Abs), а в качестве компаратора используется блок HCr_0.05 (Simulink / Discontinuities / Hit Crossing*) с настройкой на уровень 0,05 при снижении (fallig) входного сигнала. Сохранение признака вхождения в «коридор» осуществляется D-триггером DL, формирующим единичное состояние на Q выходе по сигналу блока HCr_0.05 ($t = 0,43$ с на рис. 6.5, b).

Окончательно импульсы интервалов переходных режимов формируются логическими операциями с сигналами isInside и сигналом блока St (см. рис. 6.1, с) в соответствии с выражениями:

$$\text{start} = \text{!isInside}(1); \text{brake} = \text{!Q}(\text{DL}) \wedge \text{St}; \text{reverse} = \text{!isInside}(2) \wedge \text{Q}(\text{DL}), \quad (6.8)$$

где: !isInside(1), !isInside(2), Q(DL), !Q(DL) – сигналы инверсных выходов блоков isInside the borders, а также прямого и инверсного выхода D-триггера режима

торможения, а $\text{St} = \begin{cases} 1 \leftarrow t \geq t_{rv0} \\ 0 \leftarrow t < t_{rv0} \end{cases}$ – сигнал начала торможения при реверсе в момент времени $t = t_{rv0}$.

Временные диаграммы этих сигналов показаны на рис. 6.6 для начала торможения при $t_{rv0} = 1,0$ с.

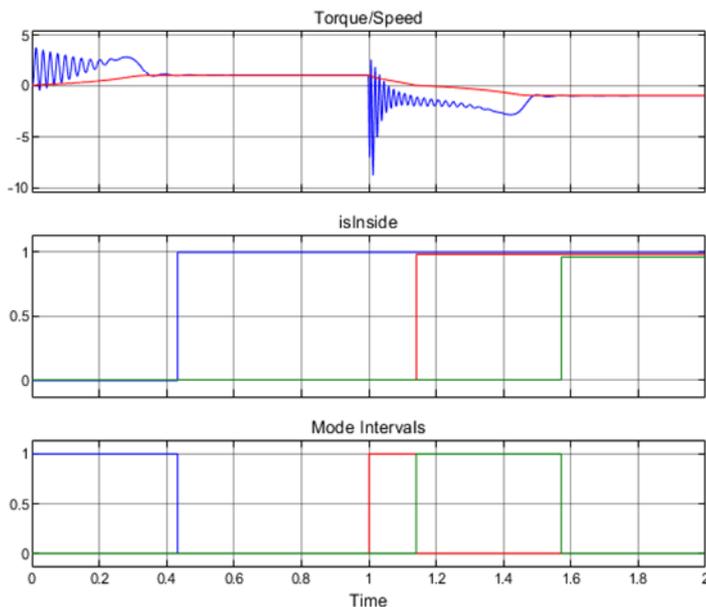


Рис. 6.6. Временные диаграммы сигналов блока на рис. 6.3 (окончание)

ния формируется при условии возрастания скорости вращения до $\pm 1,5$ синхронной скорости. Это необходимо, чтобы прекратить моделирование в случае опрокидывания двигателя. Сигнал прерывания формируется с помощью реле R3 с

* Выходной сигнал этого блока имеет тип Boolean, поэтому для корректной работы модели требуется настройка вычислителя (Solver) в соответствии с приложением 3.

Как уже упоминалось выше, блок Mode Intervals формирует также сигнал прерывания моделирования в конце заданного режима. Это осуществляется блоком Stop (Simulink / Sinks), управляемым сигналами вхождения в «коридор» при пуске торможении и реверсе: isInside(1), Q(DL) и isInside(2) соответственно (см. рис. 6.1, с). Выбор режима, при котором должно произойти прерывание, осуществляется переключателем MSw с помощью сигнала $\text{SmMode} = \{1, 2, 3\}$, задаваемого в m-файле данных модели.

Кроме того, сигнал прерывания

уровнями переключения 1,5/1,49 и выходными значениями 1,0/0 соответственно. Сигнал прерывание при превышении скорости объединяется логической функцией ИЛИ с сигналом прерывания по окончании заданного режима с помощью сумматора S2.

Для отключения прерывания на входе блока Stop установлен блок Gain с коэффициентом-флагом needStop=1∨0, значение которого устанавливается в m-файле данных модели.

Выделение из потока данных значений, соответствующих отдельным переходным режимам осуществляется подсистемой Mode data (рис. 6.7). Для этого используются перемножители P1, P2 и P3, на входы которых подаются сигналы временных интервалов и значения электромагнитного момента, рывка, фазного тока и мощности электрических потерь двигателя.

Рывок представляет собой производную от электромагнитного момента по времени (dM / dt) и соответствует ударной нагрузке в приводе. Для формирования этого сигнала используется подсистема Impact, показанная на рис. 6.7, b. Здесь из потока входных данных In с помощью селекторов Slc1 и Slc2 выделяется сигнал момента, а также сигналы фазного тока и мощности потерь. Производная по времени формируется блоком D (Continuous / Derivative), после чего сигнал сглаживается фильтром нижних частот (Filter), представляющим собой апериодическое звено первого порядка с постоянной времени 1 мс, реализованное с помощью блока Continuous / Transfer Fnc. Сглаживание сигнала фильтром необходимо, т.к. численное дифференцирование создаёт высокочастотный шум, искажающий картину процессов.

Сигналы момента, рывка, тока и мощности потерь объединяются в выходной вектор Out. Кроме того, сигнал рывка для отображения его на панели виртуального осциллографа Scope выводится блоком Signal Routing / Go To в глобальную область данных с меткой A.

В результате перемножения вектора Out блока Impact и сигналов временных интервалов образуются три потока значений, соответствующих режимам пуска, торможения и реверса, из которых нужно выделить и сохранить максимальные. Так как алгоритм выделения одинаков, то эти потоки объединяются в вектор и обрабатываются параллельно подсистемой Max detector.

На входе детектора максимума знакопеременный сигнал преобразуется в абсолютное значение (блок A – Math Operations / Abs), после чего сравнивается с предыдущим значением, подаваемым на второй вход блока max (Math Operations / MinMax). Предыдущее значение формируется блоком памяти (Discrete / Memory) путём задержки выходного сигнала на один шаг моделирования (установка флага Inherited sample time). Таким образом, если входной сигнал больше предыдущего, он передаётся на выход Max. В противном случае сохраняется предыдущее значение.

Таким образом, на выходе подсистемы Max detector формируется вектор максимальных значений электромагнитного момента, рывка, фазного тока и

мощности электрических потерь двигателя в пределах каждого интервала переходных режимов размерностью 12×1 .

Ещё одним важным параметром переходных режимов является энергия электрических потерь в двигателе. Она вычисляется подсистемой Energy loss пу-

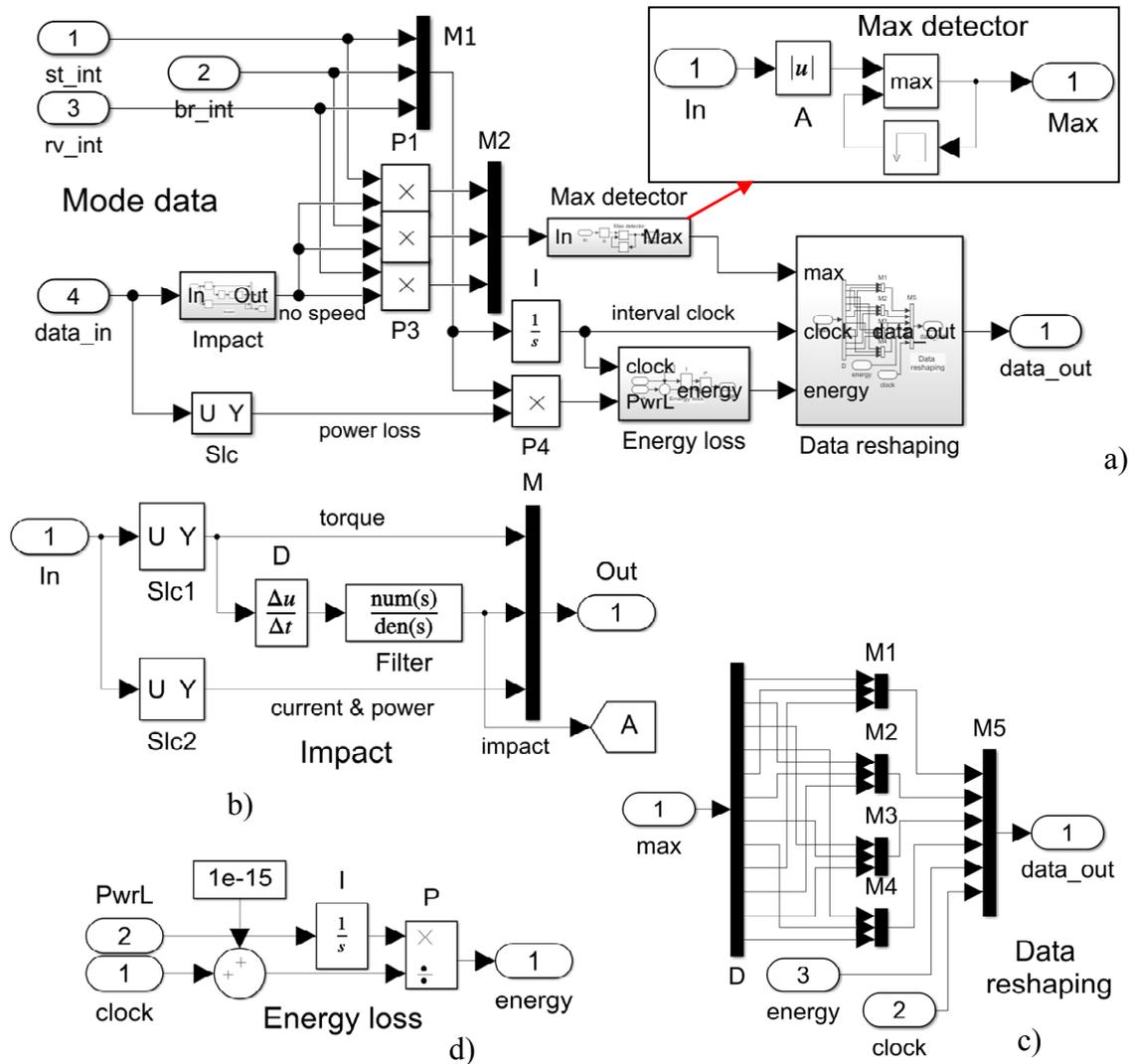


Рис. 6.7. Модель блока выделения данных переходных режимов (a) и его подсистем: вычисления рывка (b), переформатирования структуры данных (c) и потерь энергии (d)

тём интегрирования мощности электрических потерь в течение соответствующего интервала времени (рис. 6.7, d). Сигнал мощности потерь power loss выделяется из вектора data_in блоком Slc (Signal Routing / Selector) и связывается с каждым переходным режимом перемножением с вектором временных интервалов (P4 на рис. 6.7, a). Так как мощность потерь на входе интегратора подсистемы Energy loss представлена в относительных единицах, то базовая энергия является просто сигналом текущего времени в каждом интервале переходного режима (interval clock на рис. 6.7, a). Этот сигнал формируется интегрированием единичных сигналов интервалов st_int, br_int и rv_int (интегратор I на рис. 6.7, a). Относительные потери энергии вычисляются делением на базовую величину (перемно-

житель P на рис. 6.7, d) с добавлением в делитель ничтожно малого значения для исключения некорректности операции деления при запуске модели.

Текущие максимальные значения электромагнитного момента, рывка, тока и мощности потерь по окончании моделирования образуют вектор размером 12×1 , в котором группы из трёх последовательных элементов соответствуют трём переходным режимам. В то же время, векторы энергии потерь и длительности переходных режимов являются векторами размером 3×1 . Для получения конечного массива данных, в котором каждому режиму соответствуют строки или

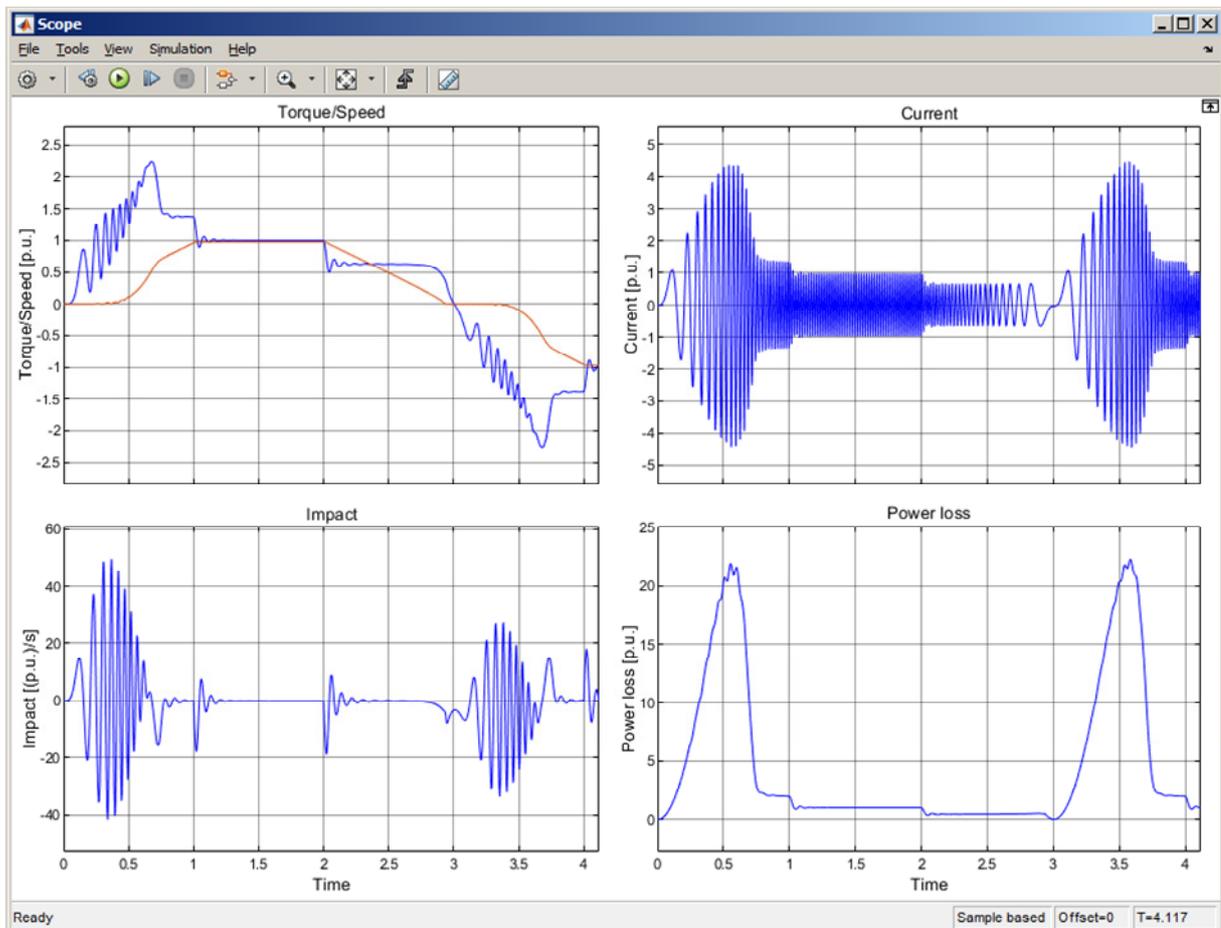


Рис. 6.8. Временные диаграммы пуска, торможения и реверса АД

столбцы массива необходимо переформатировать и объединить векторы максимальных значений, энергии потерь и длительности. Эта задача может быть решена подсистемой Data reshaping, структурная схема которой показана на рис. 6.7, с. Сначала блоком D (Signal Routing / Demux) вектор максимальных значений делится на компоненты, после чего они объединяются в векторы отдельных параметров: электромагнитного момента, рывка, фазного тока и мощности потерь (M1, M2, M3 и M4 соответственно), а затем блоком M5 (Signal Routing / Mux) формируется массив выходных данных data_out размером 3×6 , столбцами которого являются параметры переходных режимов пуска, торможения и реверса.

Полученный массив результатов моделирования DataOut выводится подсистемой Data Conversion в рабочую область Matlab/Simulink в виде переменной

out.res (рис. 6.1, а), а также в виде выходного сигнала Data подсистемы Data processing на цифровой дисплей (Sinks / Display) (см. рис. 2.1). Значения переменной out.res изменяются на каждом шаге моделирования и сохраняются в рабочей области, образуя массив неопределённого размера $X \times 18$, зависящего от длительности моделирования и настроек модели. По окончании моделирования цифровой дисплей отображает последнее множество значений, однако, для последующей обработки или сохранения данных это множество можно выделить в отдельный массив A размером 3×6 командой **A=reshape(out.res(length(out.res),:),[3,6])** или ввести эту команду в m-файл сценария. Шесть столбцов массива A соответствуют шести основным параметрам переходных режимов.

Для наблюдения за текущими значениями электромагнитного момента, фазного тока, скорости вращения и мощности потерь в модели рис. 2.1 эти параметры выводятся в окно графического дисплея Scope (Sinks / Scope). В качестве примера на рис. 6.8, а показан вид окна Scope при пуске и реверсе двигателя с нагрузкой типа «сухое трение» при линейном изменении частоты в течение одной секунды.

Блок Scope позволяет также в режиме редактирования выделять из массива данных отдельные области или значения по окончании моделирования.

7. Верификация модели

В достоверности модели привода можно убедиться, анализируя статический режим и динамику на характерных участках.

Значения таких величин, как фазный ток, скорость вращения и электромагнитный момент двигателя при номинальной нагрузке на валу в статическом режиме должны соответствовать справочным данным с отклонением в ту или иную сторону, не превышающим 2–3%.

В рассматриваемой модели для получения статического режима достаточно отключить вход блока Stop в подсистеме остановки моделирования (рис. 7.1) и

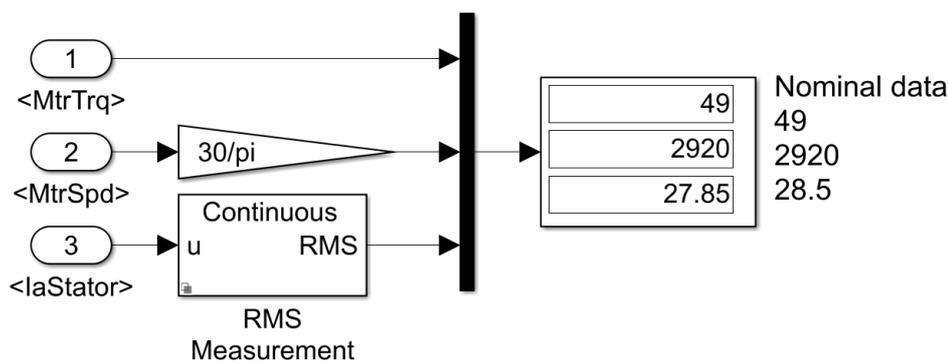


Рис. 7.1. Подсистема верификации данных статического режима

указать в окне Stop Time панели Simulink / Simulation некоторое произвольное значение времени, значительно превышающее длительность пуска, например, 10 с. После чего выполнить моделирование с номинальным моментом нагрузки на валу.

Для получения данных статического режима можно использовать подсистему, показанную на рис. 7.1. *a*. Входными сигналами здесь являются сигналы блока Bus Selector <MtrTrq>, <MtrSpd> и <IaStator>. Здесь ток статора преобразуется в действующее значение блоком RMS Measurement библиотеки Simscape / Electrical / Control / Measurements, а скорость вращения в об/мин коэффициентом $30/\pi$. В настройках блока RMS Measurement необходимо указать частоту питания 50 Гц. По рис. 7.1, как и следовало ожидать, видно, что электромагнитный момент и скорость вращения моделируемого двигателя в точности соответствуют справочным данным, а ток статора отличается на 2,3%.

Адекватность модели в динамике можно оценить по временным диаграммам блока Scope на начальном участке пуска при активной нагрузке и при сухом трении так, как это описано в разделе 5.

8. Циклическое моделирование

Для исследования влияния на переходные режимы какого-либо параметра необходимо выполнить серию запусков модели, изменяя его значение и фиксируя полученные результаты. При малом числе повторений это можно сделать вручную, но уже при вариации даже двух параметров с относительно небольшим числом промежуточных значений, например, десяти, это потребует ста запусков. Следует заметить, что для получения результатов, позволяющих оптимизировать переходный процесс, необходимо использовать малый шаг вариации, т.к. в противном случае существует высокая вероятность пропуска локальных экстремумов данных, поиск которых обычно является целью исследования.

Значительно проще такая задача решается организацией циклов моделирования с помощью *m*-файла. Для этого изменяемые параметры должны быть заданы в модели переменными.

На рис. 8.1 показана модель для исследования влияния длительности нарастания и начального значения частоты на характеристики пуска. Здесь время нарастания в секундах и относительное значение начального времени задаются

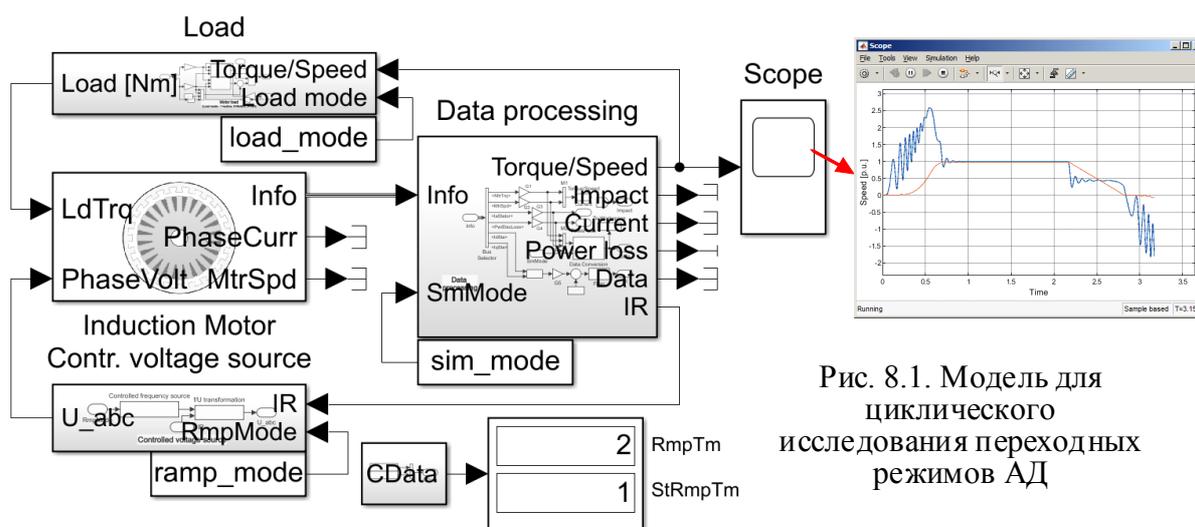


Рис. 8.1. Модель для циклического исследования переходных режимов АД

константами RmpTm и StRmpTm в *m*-файле сценария. Вывод на дисплей теку-

щих значений тока, момента, рывка, скорости и потерь исключён и осуществляется только в массив out.res, однако для наблюдения за состоянием процесса моделирования в модель введён цифровой дисплей, отображающий значения переменных цикла RmpTm и StRmpTm, а также графический дисплей Score, отображающий момент и скорость вращения.

Циклическое моделирование реализуется файлом-сценарием, пример которого приведён в приложении 3.

Результаты каждого цикла моделирования сохраняются в рабочей области Matlab в переменной Res.res, а также в текстовых файлах res_st.txt, res_br.txt и res_rv.txt, соответствующих отдельным переходным режимам. Это позволяет обрабатывать данные как непосредственно после окончания моделирования, используя рабочую область, так и впоследствии, не запуская циклы повторно.

9. Анализ данных

Результатом моделирования являются массивы данных, качественный анализ которых обычно возможен только при представлении их в графической форме. Особенно это относится к данным, являющимся результатом вариации двух и более параметров.

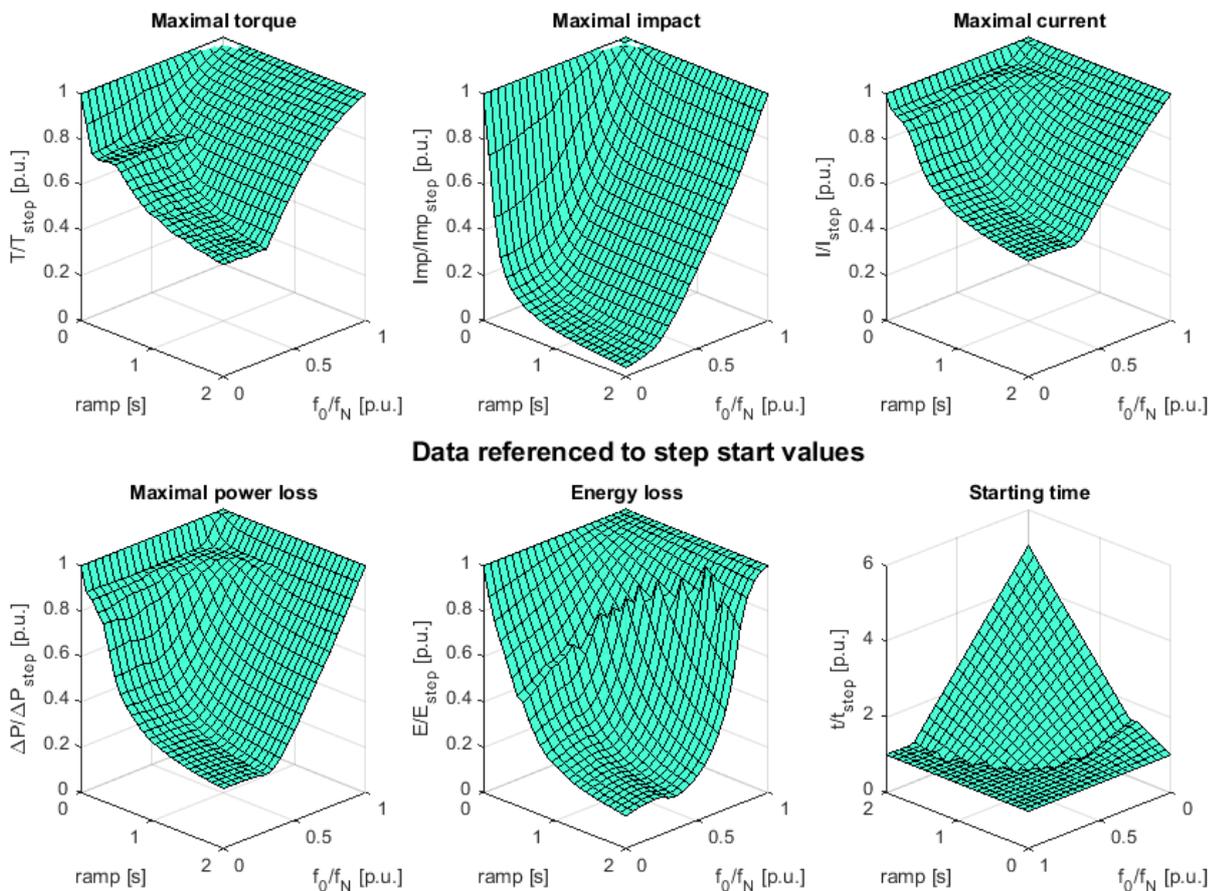


Рис. 9.1. Поверхности относительного максимального момента, тока, рывка, мощности и энергии потерь и времени частотного пуска с разной длительностью изменения частоты и её начального значения

Рассмотрим в качестве примера данные массива Res.res, полученного в результате вариации длительности линейного нарастания и начальной частоты (времени) при частотном пуске, торможении и реверсе АД с максимальной длительностью нарастания частоты равной 2 секундам и нагрузкой типа сухое трение.

В приложении 4 приведён файл-сценарий обработки данных и построения поверхностей и графиков характеристик переходных режимов. Сначала выполняется чтение данных из файлов пуска, торможения и реверса (res_st.txt, res_br.txt, res_rv.txt) и формирование массивов максимальных значений момента, рывка, тока, мощности и энергии потерь, а также длительности пуска. При этом данные приводятся к значениям, соответствующим прямому пуску путём деления на первые элементы массивов. В этом же блоке сценария формируются координаты длительности изменения (dT) и начального значения частоты (времени) (τ).

В следующей части сценария устанавливаются параметры изображений и строятся поверхности режима пуска в одном окне. На рис. 9.1 показаны эти поверхности.

Здесь видно, что при быстром изменении частоты ($\text{ramp} < 0,5$ с) поверхности имеют локальные возмущения, связанные с неустойчивостью режима пуска, обусловленной колебаниями момента в процессе формирования магнитного поля двигателя. При бóльших длительностях поверхности становятся гладкими с очень малым градиентом $\partial/\partial\tau_0$ ($\tau_0 = f_0/f_N$) при $\tau_0 < 0,4$ и даже небольшим минимумом в области начальных частот $\tau_0 \approx 0,3$, за исключением поверхности рывка, не имеющей этого минимума.

Таким образом, минимизация всех параметров пуска, отрицательно влияющих на работу привода, возможна путём уменьшения скорости нарастания частоты. При этом уменьшение начальной частоты ниже $\tau_0 \approx 0,4$ несущественно влияет на результат, что позволяет найти некий компромисс с длительностью пуска, быстро растущей с уменьшением ramp , если длительность имеет существенное значение для работы привода (см. рис. 9.1).

Для общей оценки эффективности формирования переходных режимов можно использовать суммарную оценку всех параметров. Например, для режима пуска –

$$Sm(\tau, \phi) = w_{\Delta t} \Delta t(\tau, \phi_0) \left[\begin{array}{l} w_{\mu} \mu_{\max}(\tau, \phi_0) + w_{d\mu} d\mu_{\max}(\tau, \phi_0) + w_{I} I_{\max}(\tau, \phi_0) + \\ + w_{\pi} \pi_{\max}(\tau, \phi_0) + w_{\varepsilon} \varepsilon_{\max}(\tau, \phi_0) \end{array} \right] / 5 \quad (9.1)$$

где: $0 \leq w_x \leq 1, 0_x$; $x \in \{\mu, d\mu, I, \pi, \varepsilon, \Delta t\}$ – весовые коэффициенты для максимального момента $\mu_{\max}(\tau, \phi_0)$, рывка $d\mu_{\max}(\tau, \phi_0)$, максимального тока $I_{\max}(\tau, \phi_0)$, мощности $\pi_{\max}(\tau, \phi_0)$ и энергии потерь $\varepsilon_{\max}(\tau, \phi_0)$, а также длительности пуска $\Delta t(\tau, \phi_0)$; $\phi_0 = f_0/f_N$ – относительная начальная частота; τ – длительность изменения частоты. Весовые коэффициенты выбираются исходя из значимости того

или иного параметра для конкретных условий задачи оптимизации пуска, а оптимумом можно считать условие $\min[Sm(\tau, \phi)]$.

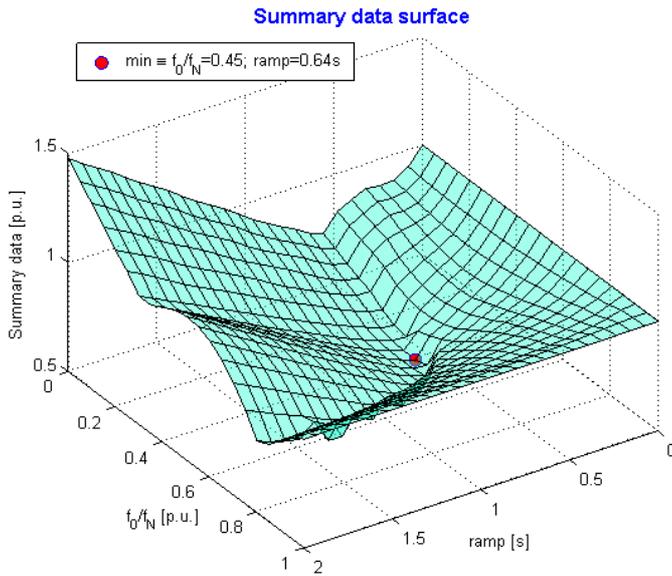


Рис. 9.2. Сводная поверхность параметров частотного пуска с точкой оптимального режима

В качестве примера на рис. 9.2 показана поверхность суммарной оценки для данных рисунка 9.1 с единичными весовыми коэффициентами. Минимальное значение функции $Sm(\tau, \phi)$ соответствует относительной начальной частоте $\phi_0 = 0,45$ и длительности изменения 0,64 с, что хорошо согласуется со сделанным выше анализом поверхностей на рис. 9.1.

Торможение и реверс привода выполняются с нулевой начальной частотой, поэтому результаты моделирования отображаются графиками, сценарий построения кото-

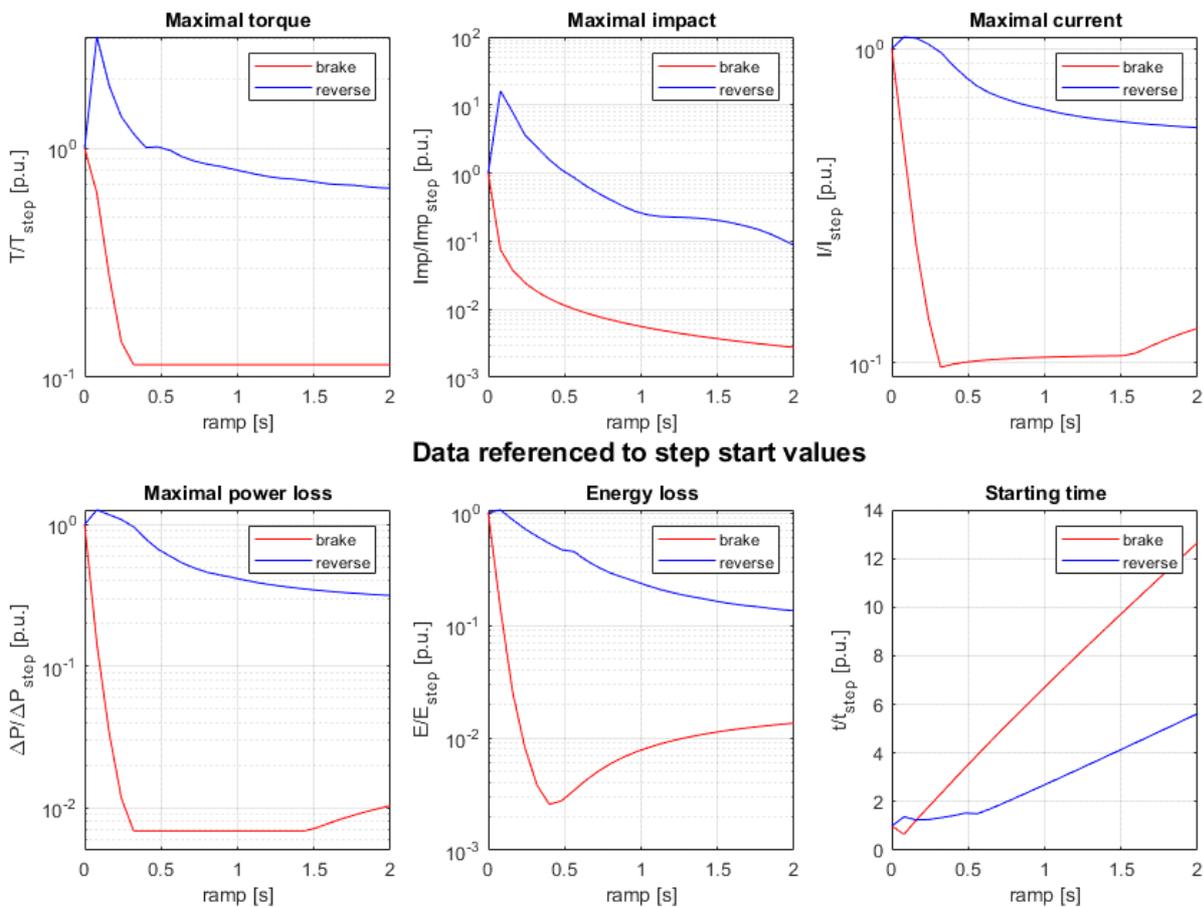


Рис. 9.3. Максимальные значения момента, тока, рывка, мощности и энергии потерь при частотном торможении и реверсе в зависимости от длительности режима

рых также дан в приложении 4. На рис. 9.3 показаны эти графики.

Влияние скорости нарастания частоты в режиме торможения столь существенно, что параметры пуска строятся в логарифмическом масштабе. Это связано с тем, что при торможении момент нагрузки на валу действует согласно с электромагнитным моментом двигателя, снижая его нагрузку.

Параметры режима торможения на несколько порядков отличаются от параметров реверса, т.е. пуска после остановки двигателя. Поэтому суммарные потери при реверсе практически равны пусковым (reverse на рис. 9.3). Особенно это относится к потерям энергии при реверсе с длительностью изменения частоты $\text{ramp} > 0,2 \dots 0,3$ с. Однако если привод работает в режиме S5 с паузой после остановки, то оптимальным по потерям энергии будет торможение с $\text{ramp} \approx 0,4$, что хорошо согласуется с параметрами пуска (рис. 9.1) и позволяет минимизировать потери всего цикла пуска-торможения.

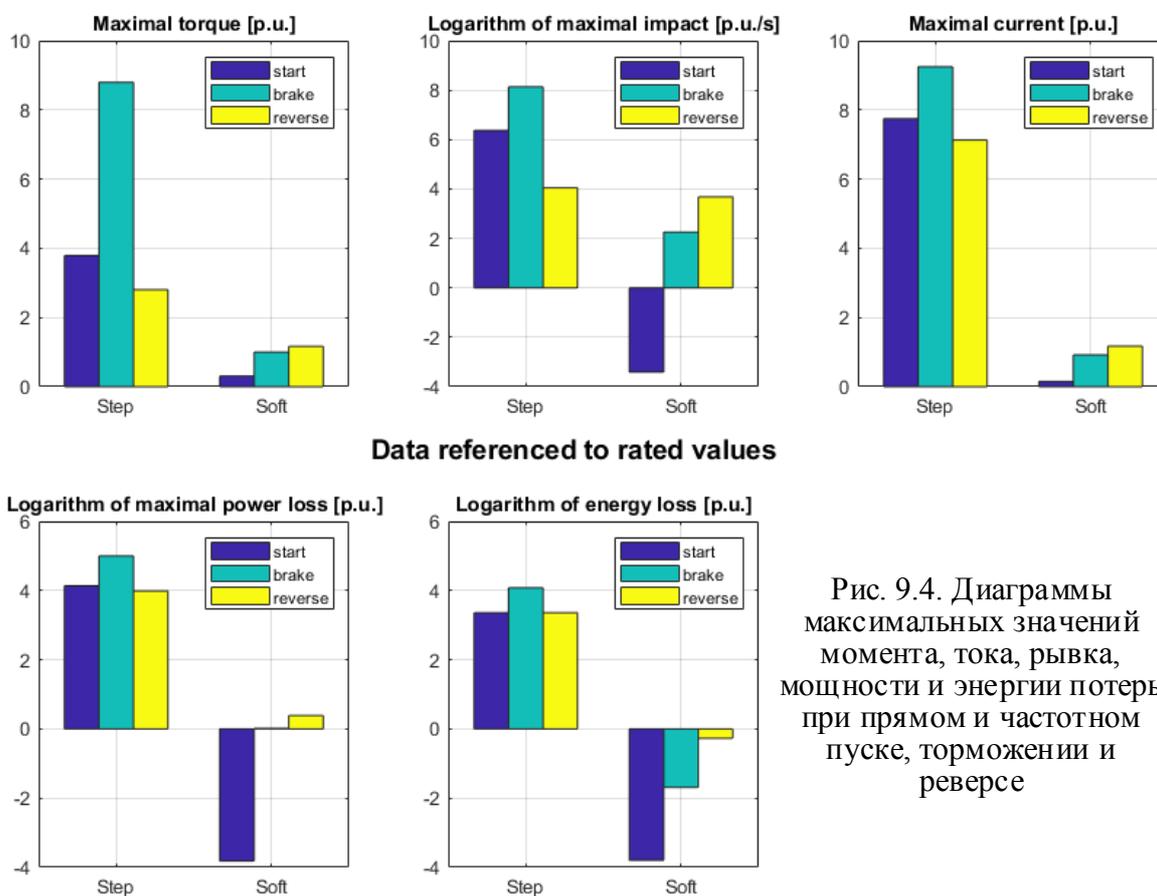


Рис. 9.4. Диаграммы максимальных значений момента, тока, рывка, мощности и энергии потерь при прямом и частотном пуске, торможении и реверсе

Эффективность частотного управления переходными режимами привода можно оценить при сопоставлении с релейно-контакторным управлением. Для этого из массивов данных нужно выделить минимальные значения. Листинги функций выделения максимальных и минимальных значений и их координат в трёхмерных и двухмерных массивах даны в приложениях 5-8.

На рисунке 9.4 показаны гистограммы результатов моделирования для всех переходных режимов. Здесь хорошо видна эффективность частотного управле-

ния. Для наглядности три из пяти параметров построены в логарифмическом масштабе.

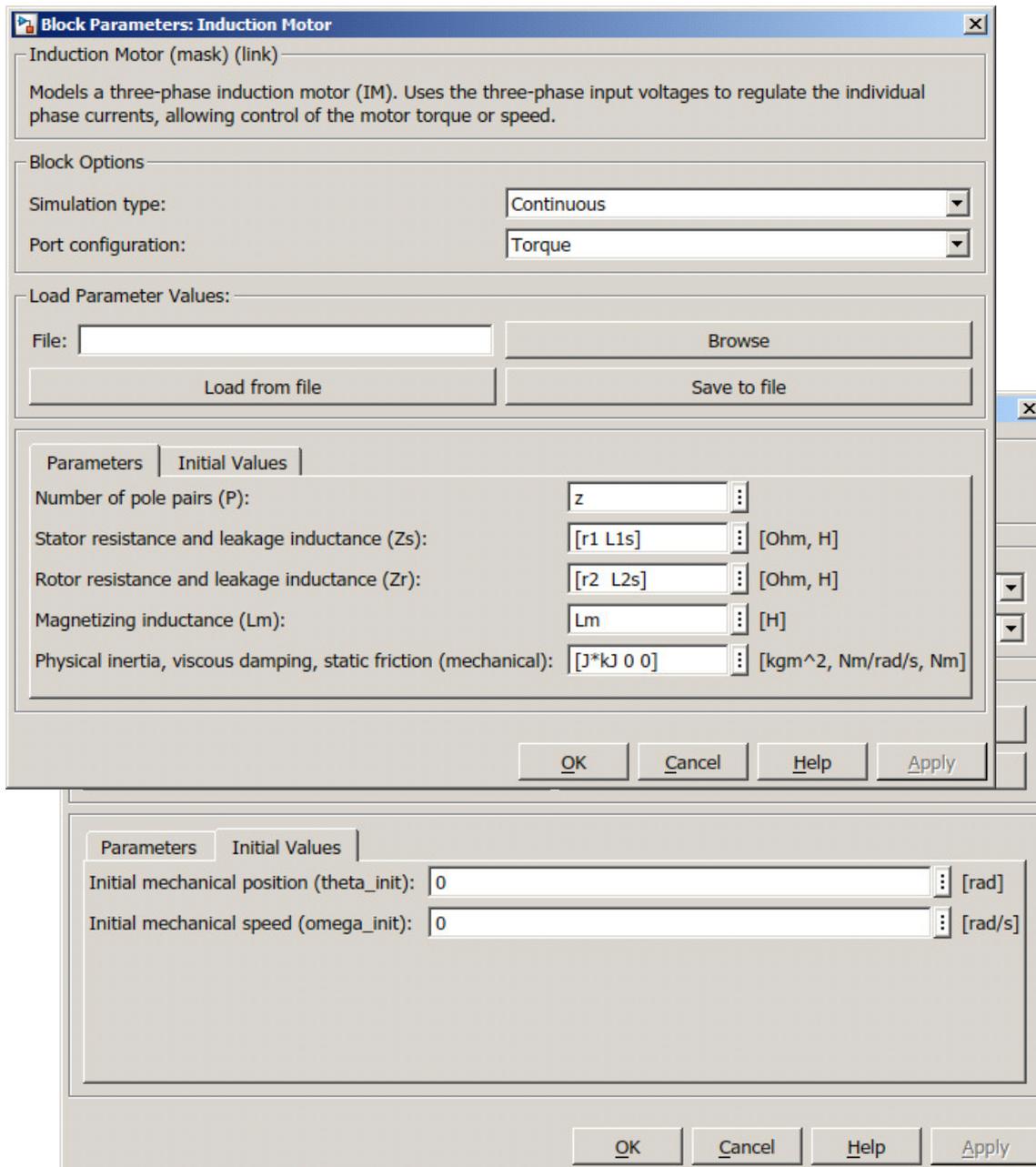
В приложении 9 приведены результаты моделирования переходных режимов привода с вентиляторной нагрузкой, аналогичные рассмотренным выше для нагрузки типа сухое трение. Малый момент нагрузки при низких скоростях вращения, составляющий около 10% от номинального, существенно влияет на мощность и энергию потерь в двигателе, снижая эти величины до значений ниже статического режима. Это позволяет значительно увеличить число включений привода в час. Кроме того, здесь, как и в случае нагрузки типа сухое трение, на восемь порядков уменьшается ударная нагрузка.

Таким образом, из анализа данных, полученных при моделировании частотного управления переходными режимами в асинхронном приводе, можно сделать заключение, что он является эффективным способом снижения потерь, а также ограничения величины тока, момента и рывка.

Технические данные двигателей основного исполнения серии 5А

	Тип	P [кВт]	n [об/мин]	КПД [%]	cos φ	I [А]	M {Нм}	k _Э	k ₁	k _m	J [кг/м ²]
1	5А80МА2	1,5	2850	80,00	0,84	3,4	5,0	2,4	6,5	2,5	0,0018
2	5А80МВ2	2,2	2850	81,00	0,85	4,9	7,4	2,7	6,5	2,8	0,0021
3	5АМ112М2	7,5	2895	87,50	0,89	14,6	24,7	2,9	7,5	3,3	0,0131
4	АИРМ132М2	11	2915	88,50	0,90	21,0	36,0	2,5	8,0	3,3	0,024
5	5А160S2	15	2920	90,00	0,89	28,5	49,0	2,2	6,8	3,0	0,039
6	5А160М2	18,5	2920	90,50	0,89	34,9	60,5	2,2	7,0	3,0	0,045
7	АИР180S2	22	2930	90,50	0,89	41,5	72,0	2,0	6,8	2,9	0,063
8	5А200М2	37	2940	93,00	0,90	67,0	120	2,3	7,4	3,0	0,130
9	5А200L2	45	2940	93,40	0,90	81,5	146	2,4	7,4	3,0	0,150
10	5А225М2	55	2950	93,40	0,91	98,5	178	2,3	7,5	2,8	0,210
11	5АМ250S2	75	2960	93,60	0,92	133	242	2,0	7,5	3,0	0,470
12	5АМ250М2	90	2955	93,50	0,93	157	290	1,8	7,0	2,7	0,520

Окна параметров двигателя

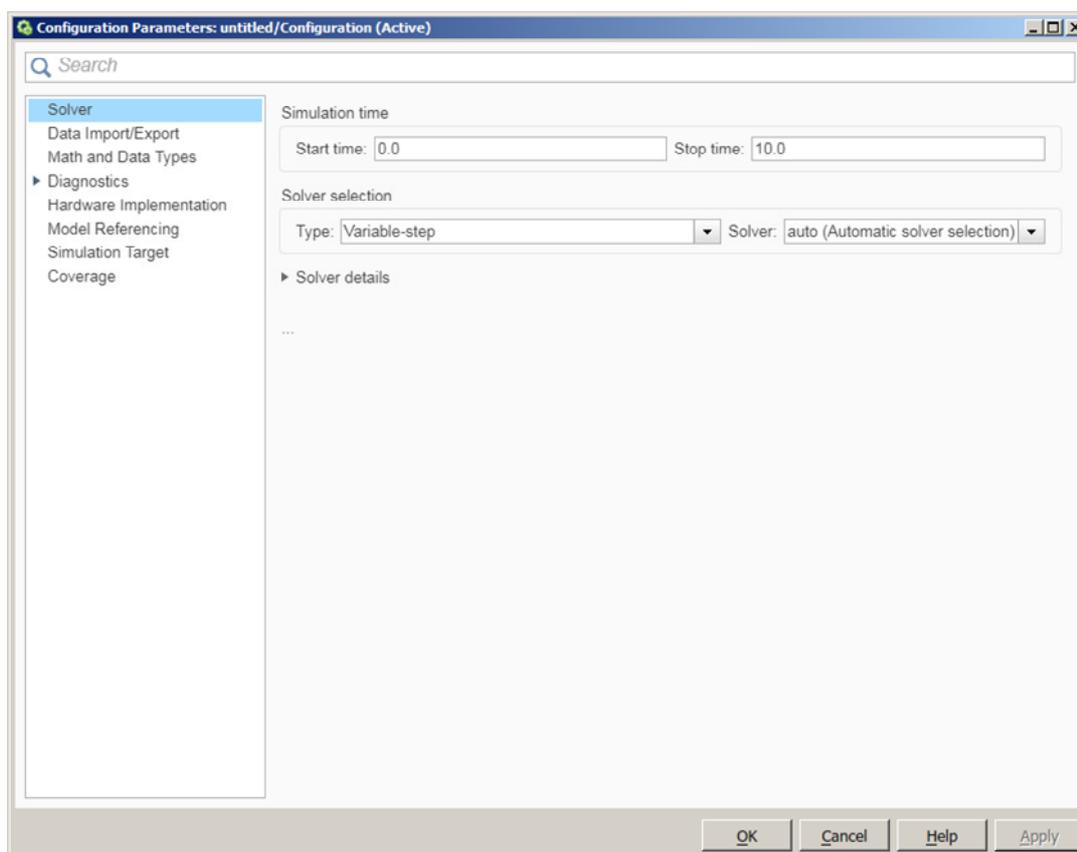


Преобразование булевых переменных в вещественные числа

Входными и выходными сигналами некоторых блоков Simulink являются булевы переменные. Такие сигналы не могут обрабатываться математическими блоками и большинством блоков других библиотек, кроме библиотеки Logic and Bit Operations. Однако в настройках вычислителя (Solver) можно установить режим, при котором булевы переменные будут восприниматься как вещественные числа с единичным значением, соответствующим значению true, и нулевым, соответствующим значению false.

Для этого нужно:

- 1) открыть панель Modeling / Model Settings (рис. П 2.1);

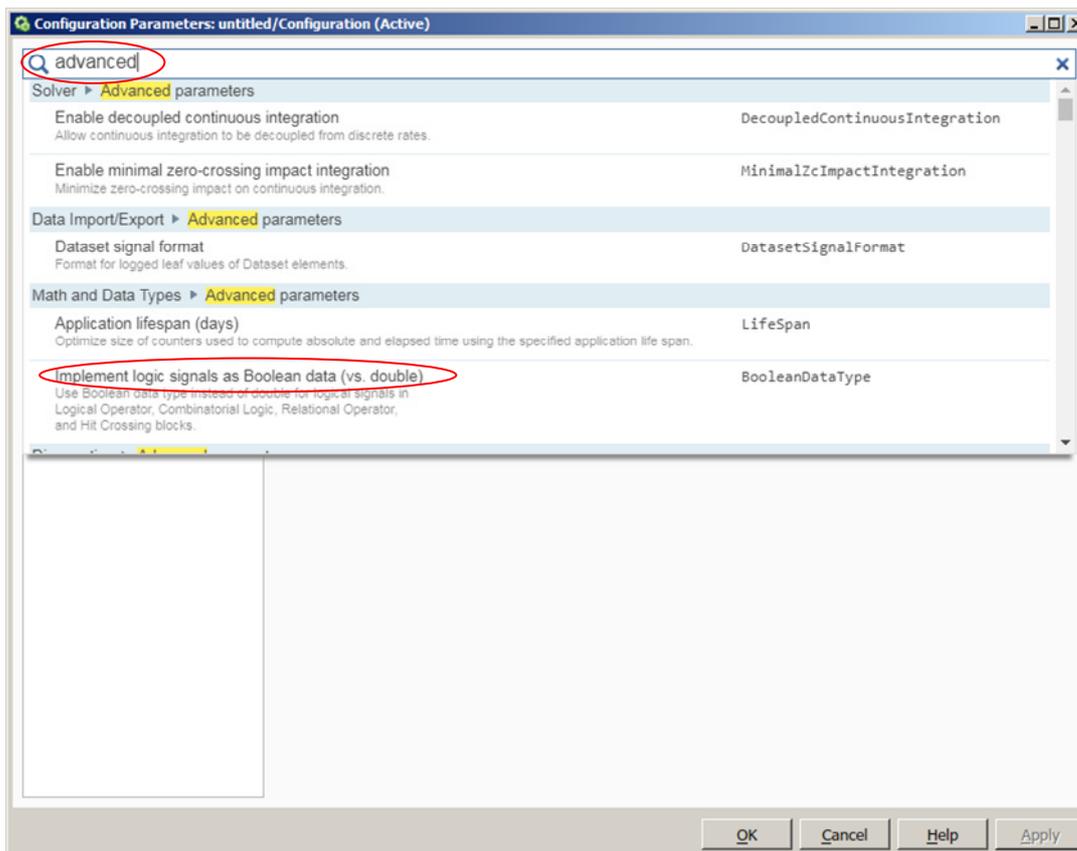


П 2.1. Панель Modeling / Model Settings

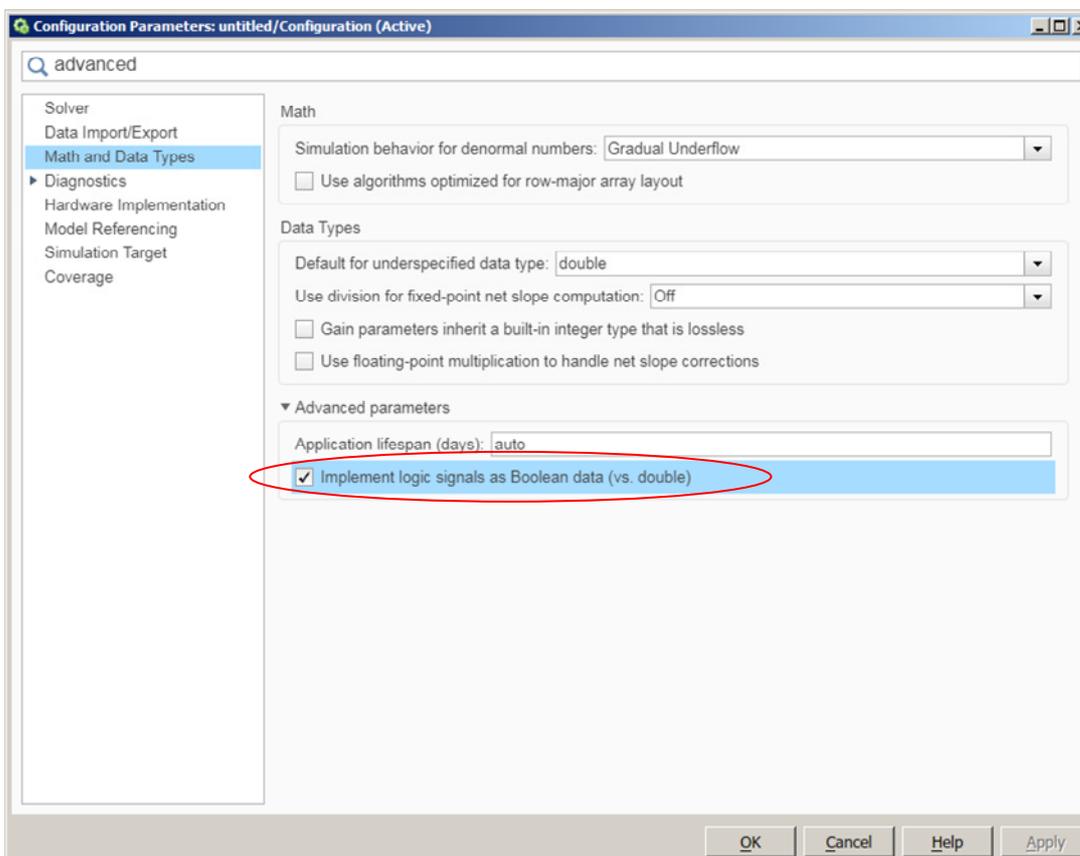
- 2) в окне поиска Search указать для настройку Advanced (рис. П 2.2) и в открывшемся перечне ссылок щёлкнуть мышью на Implement logic signals as Boolean data (vs. double);

- 3) в открывшемся окне Math and Data Types (рис. П 2.3) отключить режим Implement logic signals as Boolean data (vs. double);

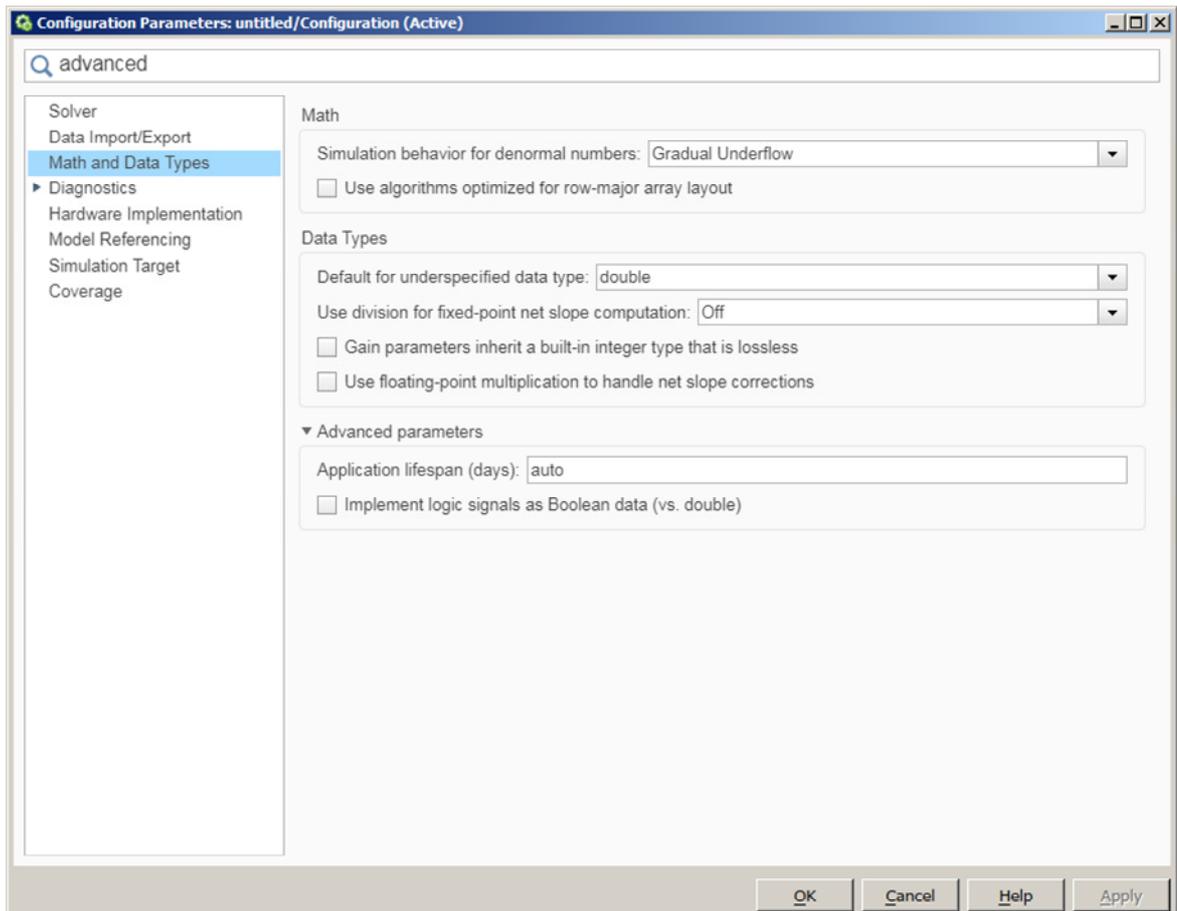
- 4) сохранить настройку кнопкой Apply (рис. П 2.4).



П 2.2. Панель Modeling / Model Settings / Advanced



П 2.3. Окно Math and Data Types панели Modeling / Model Settings / Advanced



П 2.4. Панель Modeling / Model Settings / Advanced

Приложение 4

```

% СЦЕНАРИЙ ЦИКЛИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТНОГО ПУСКА/ТОРМОЖЕНИЯ/РЕВЕРСА АД
input_data; % загрузка исходных данных модели из файла input_data.m
sim_mode=3; % назначение типа моделирования (1,2,3)
sim_mode0=sim_mode; % сохранение заданного типа моделирования
load_mode=3; % назначение типа нагрузки (1,2,3)
rmp_mode=1; % назначение характера изменения частоты (1,2,3)
maxT=2.0; % максимальная длительность нарастания в с
open('f_start_reverse_c'); % открытие файла циклического моделирования
% открытие файлов для вывода данных -----
fid1=fopen('res_st.txt','w'); % открытие файла для вывода данных пуска
if (sim_mode==2 | sim_mode==3) fid2=fopen('res_br.txt','w'); end;
    % открытие файла для вывода данных торможения
if sim_mode==3 fid3=fopen('res_rv.txt','w'); end;
    % открытие файла для вывода данных реверса
%-----
K=21; % число циклов по начальной частоте (времени)
M=26; % число циклов по по времени нарастания
for k=1:K % цикл по начальной частоте (времени)
    if k>1 sim_mode=1; end; % исключение режимов торможения и реверса
    StRmpTm=(k-1)/(K-1); % текущая начальная частота (0...1,0)
    for m=1:M % цикл по времени нарастания
        RmpTm=maxT*(m-1)/(M-1); % текущее время нарастания в с (0...maxT)
        RvrTm=RmpTm*(1-StRmpTm)+1.5; % текущее время начала реверса в с
        Res=sim('f_start_reverse_c'); % запуск модели с выводом результата
            % в переменную Res
        ResData=reshape(Res.res(length(Res.res),:), [3,6]);
            % вывод последних
            % значений массива Res в массив результата цикла ResData
            % res=[RmpTm StRmpTm MaxTrq MaxCur MaxPwr Eng TmDr]
        fprintf(fid1, '%f %f %f %f %f %f %f %f\n',...
            [RmpTm StRmpTm ResData(1,:)]);
        if k==1 % если цикл по начальной частоте первый, то запись
            % данных торможения и реверса
            if (sim_mode==2 | sim_mode==3)
                fprintf(fid2, '%f %f %f %f %f %f %f %f\n',...
                    [RmpTm ResData(2,:)]); end;
            if sim_mode==3
                fprintf(fid3, '%f %f %f %f %f %f %f %f\n',...
                    [RmpTm ResData(3,:)]); end;
        end;
        % построчная запись результата цикла в файлы вывода данных
    end;
end;
% закрытие файлов вывода данных -----
sim_mode=sim_mode0; % восстановление заданного режима моделирования

```

```

% СЦЕНАРИЙ ПОСТРОЕНИЯ ГРАФИКОВ ПО ДАННЫМ ФАЙЛОВ РЕЗУЛЬТАТОВ
% результаты торможения res_br.txt; результаты реверса res_rv.txt;
K=21;          % число циклов по начальной частоте (времени)
M=26;          % число циклов по времени нарастания
%=====
fid1=fopen('res_st.txt','r');    % открытие файлов данных для чтения
fid2=fopen('res_br.txt','r');
fid3=fopen('res_rv.txt','r');
A=fscanf(fid1, '%f', [8 M*K]);  % чтение и запись в переменные [row col]
B=fscanf(fid2, '%f', [7 M]);    % A-пуск; B-торможение; C-реверс
C=fscanf(fid3, '%f', [7 M]);
fclose(fid1); fclose(fid2); fclose(fid3); % закрытие файлов
% формирование массивов переменных в отн. единицах =====
dT=A(1,1:M);                    % текущая длительность нарастания в с
tau=A(2,1:M:M*K);              % отн. начальная частота (время)
% пуск -----
mTrq=reshape(A(3,:), [M K]); mTrq=mTrq'/mTrq(1,1); % макс. момент
mImp=reshape(A(4,:), [M K]); mImp=mImp'/mImp(1,1); % макс. рывок
mIst=reshape(A(5,:), [M K]); mIst=mIst'/mIst(1,1); % макс. ток
mPwr=reshape(A(6,:), [M K]); mPwr=mPwr'/mPwr(1,1); % макс. мощность потерь
EgLs=reshape(A(7,:), [M K]); EgLs=EgLs'/EgLs(1,1); % потери энергии
TpTm=reshape(A(8,:), [M K]); TpTm=TpTm'/TpTm(1,1); % длительность
% торможение -----
mTrqB=B(2,1:M); mTrqB=mTrqB/mTrqB(1); % макс. момент
mImpB=B(3,1:M); mImpB=mImpB/mImpB(1); % макс. рывок
mIstB=B(4,1:M); mIstB=mIstB/mIstB(1); % макс. ток
mPwrB=B(5,1:M); mPwrB=mPwrB/mPwrB(1); % макс. мощность потерь
EgLsB=B(6,1:M); EgLsB=EgLsB/EgLsB(1); % потери энергии
TpTmB=B(7,1:M); TpTmB=TpTmB/TpTmB(1); % длительность
% реверс -----
mTrqC=C(2,1:M); mTrqC=mTrqC/mTrqC(1); % макс. момент
mImpC=C(3,1:M); mImpC=mImpC/mImpC(1); % макс. рывок
mIstC=C(4,1:M); mIstC=mIstC/mIstC(1); % макс. ток
mPwrC=C(5,1:M); mPwrC=mPwrC/mPwrC(1); % макс. мощность потерь
EgLsC=C(6,1:M); EgLsC=EgLsC/EgLsC(1); % потери энергии
TpTmC=C(7,1:M); TpTmC=TpTmC/TpTmC(1); % длительность

```

↓



```

% построение поверхностей =====
figure(1);
set(1, 'Name','Soft start', 'Color','w', 'Position', [100 100 1000 700]);
color=[0.1 1 0.8]; fa1=0.8; % цвет поверхностей и прозрачность
subplot(2,3,1); % поверхность максимального момента
surf(dT, tau, mTrq, 'FaceColor', color, 'FaceAlpha', fa1);
view([10 -10 5]);
axis([0 2 0 1 0 1]);
xlabel('ramp [s]'); ylabel('f_0/f_N [p.u.]');
zlabel('T/T_s_t_e_p [p.u.]');
title('Maximal torque');
subplot(2,3,2); % поверхность максимального рывка
surf(dT, tau, mImp, 'FaceColor', color, 'FaceAlpha', fa1);
view([10 -10 5]);
axis([0 2 0 1 0 1]);
xlabel('ramp [s]'); ylabel('f_0/f_N [p.u.]');
zlabel('Imp/Imp_s_t_e_p [p.u.]');
title('Maximal impact');
text(-1,0,-0.7, 'Data referenced to step start values',...
     'FontSize', 14, 'FontWeight','bold');
subplot(2,3,3); % поверхность максимального тока статора
surf(dT, tau, mIst, 'FaceColor', color, 'FaceAlpha', fa1);
view([10 -10 5]);
axis([0 2 0 1 0 1]);
xlabel('ramp [s]'); ylabel('f_0/f_N [p.u.]');
zlabel('I/I_s_t_e_p [p.u.]');
title('Maximal current');
subplot(2,3,4); % поверхность максимальной мощности потерь
surf(dT, tau, mPwr, 'FaceColor', color, 'FaceAlpha', fa1);
view([10 -10 5]);
axis([0 2 0 1 0 1]);
xlabel('ramp [s]'); ylabel('f_0/f_N [p.u.]');
zlabel('\DeltaP/\DeltaP_s_t_e_p [p.u.]');
title('Maximal power loss');
subplot(2,3,5); % поверхность энергии потерь
surf(dT, tau, EgLs, 'FaceColor', color, 'FaceAlpha', fa1);
view([10 -10 5]);
axis([0 2 0 1 0 1]);
xlabel('ramp [s]'); ylabel('f_0/f_N [p.u.]');
zlabel('E/E_s_t_e_p [p.u.]');
title('Energy loss');
subplot(2,3,6); % поверхность длительности пуска
surf(dT, tau, TpTm, 'FaceColor', color, 'FaceAlpha', fa1);
view([-10 10 5]);
xlabel('ramp [s]'); ylabel('f_0/f_N [p.u.]');
zlabel('t/t_s_t_e_p [p.u.]');
title('Starting time');

```



```

% построение графиков =====
figure(2);
set(2, 'Name', 'Soft brake/reverse', 'Color', 'w', ...
      'Position', [200 200 1000 700]);
subplot(2,3,1); % графики максимального момента
semilogy(dT, mTrqB, 'r', dT, mTrqC, 'b');
axis([0 2 10e-2 inf]);
xlabel('ramp [s]');
ylabel('T/T_s_t_e_p [p.u.]');
grid on;
title('Maximal torque');
legend('brake', 'reverse');
subplot(2,3,2); % графики максимального рывка
semilogy(dT, mImpB, 'r', dT, mImpC, 'b');
xlabel('ramp [s]');
ylabel('Imp/Imp_s_t_e_p [p.u.]');
grid on;
title('Maximal impact');
legend('brake', 'reverse');
text(-0.5, 8e-5, 'Data referenced to step start values', ...
     'FontSize', 14, 'FontWeight', 'bold');
subplot(2,3,3); % графики максимального тока
semilogy(dT, mIstB, 'r', dT, mIstC, 'b');
axis([0 2 0.09 inf]);
xlabel('ramp [s]');
ylabel('I/I_s_t_e_p [p.u.]');
grid on;
title('Maximal current');
legend('brake', 'reverse');
subplot(2,3,4); % графики максимальной мощности потерь
semilogy(dT, mPwrB, 'r', dT, mPwrC, 'b');
axis([0 2 0.005 inf]);
xlabel('ramp [s]');
grid on;
ylabel('\Delta P/\Delta P_s_t_e_p [p.u.]');
title('Maximal power loss');
legend('brake', 'reverse');
subplot(2,3,5); % графики максимальной энергии потерь
semilogy(dT, EgLsB, 'r', dT, EgLsC, 'b');
xlabel('ramp [s]');
grid on;
ylabel('E/E_s_t_e_p [p.u.]');
title('Energy loss');
legend('brake', 'reverse');
subplot(2,3,6); % графики длительности
plot(dT, TpTmB, 'r', dT, TpTmC, 'b');
xlabel('ramp [s]');
grid on;
ylabel('t/t_s_t_e_p [p.u.]');
title('Starting time');
legend('brake', 'reverse');

```



```

% создание массивов минимумов и максимумов и их координат =====
% пуск -----
St=[minZ(mTrq, dT); minZ(mImp, dT); minZ(mIst, dT);
minZ(mPwr, dT); minZ(EgIs, dT);...
[A(3,1,1) 0 1]; [A(4,1,1) 0 1]; [A(5,1,1) 0 1]; ...
[A(6,1,1) 0 1]; [A(7,1,1) 0 1]]
% торможение -----
Br=[minY(B(2,:), dT); minY(B(3,:), dT); minY(B(4,:), dT);...
minY(B(5,:), dT); minY(B(6,:), dT);...
[B(2,1) 0]; [B(3,1) 0]; [B(4,1) 0]; [B(5,1) 0]; [B(6,1) 0]]
% реверс -----
Rv=[minY(C(2,:), dT); minY(C(3,:), dT); minY(C(4,:), dT);...
minY(C(5,:), dT); minY(C(6,:), dT);...
[C(2,1) 0]; [C(3,1) 0]; [C(4,1) 0]; [C(5,1) 0]; [C(6,1) 0]]
% запись минимумов и максимумов в файлы *.txt =====
fid4=fopen('min_max_st.txt','w'); fid5=fopen('min_max_br.txt','w');
fid6=fopen('min_max_rv.txt','w');
fprintf(fid4, '%f %f %f\n', St); fprintf(fid5, '%f %f\n', Br);
fprintf(fid6, '%f %f\n', Rv);
fclose(fid4); fclose(fid5); fclose(fid6);
% построение гистограмм минимумов и максимумов =====
figure(3);
set(3, 'Name','Min & max data', 'Color','w',...
'Position', [250 250 1000 700]);
subplot(2,3,1); % гистограмма максимального момента
bar([[St(6,1,1) Br(6,1,1) Rv(6,1,1)];...
[St(1,1,1) Br(1,1,1) Rv(1,1,1)]], 'hist');
grid on;
title('Maximal torque [p.u.]');
legend('start', 'brake', 'reverse');
set(gca, 'XTickLabel', {'Step';'Soft'});
subplot(2,3,2); % гистограмма максимального рывка
bar([log([St(7,1,1) Br(7,1,1) Rv(7,1,1)]);...
log([St(2,1,1) Br(2,1,1) Rv(2,1,1)])], 'hist');
grid on;
title('Logarithm of maximal impact [p.u./s]');
legend('start', 'brake', 'reverse');
set(gca, 'XTickLabel', {'Step';'Soft'});
text(0, -6.5, 'Data referenced to rated values',...
'FontSize', 14, 'FontWeight','bold');
subplot(2,3,3); % гистограмма максимального тока
bar([[St(8,1,1) Br(8,1,1) Rv(8,1,1)];...
[St(3,1,1) Br(3,1,1) Rv(3,1,1)]], 'hist');
grid on;
title('Maximal current [p.u.]');
legend('start', 'brake', 'reverse');
set(gca, 'XTickLabel', {'Step';'Soft'});
subplot(2,3,4); % гистограмма максимальной мощности потерь
bar([log([St(9,1,1) Br(9,1,1) Rv(9,1,1)]);...
log([St(4,1,1) Br(4,1,1) Rv(4,1,1)])], 'hist');
grid on;
title('Logarithm of vaximal power loss [p.u.]');
legend('start', 'brake', 'reverse');
set(gca, 'XTickLabel', {'Step';'Soft'});
subplot(2,3,5); % гистограмма максимального тока
bar([log([St(10,1,1) Br(10,1,1) Rv(10,1,1)]);...
log([St(5,1,1) Br(5,1,1) Rv(5,1,1)])], 'hist');
grid on;
title('Logarithm of energy loss [p.u.]');
legend('start', 'brake', 'reverse');
set(gca, 'XTickLabel', {'Step';'Soft'});

```

Приложение 6

```
function [mZ]=maxZ (DA, Rmp)
% ФУНКЦИЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАКСИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ МАССИВА
% DA И КООРДИНАТ МАКСИМУМА. Rmp - МАССИВ ДЛИТЕЛЬНОТИ НАРАСТАНИЯ В С
% ВЫХОДНОЙ МАССИВ:
% mZ (1) - МАКСИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ;
% mZ (2) - ДЛИТЕЛЬНОСТЬ НАРАСТАНИЯ В С;
% mZ (3) - ОТНОСИТ. НАЧАЛЬНАЯ ЧАСТОТА (ВРЕМЯ);
xy=size (DA); % определение размеров массива данных
K=xy (1); % число циклов по начальной частоте (времени)
M=xy (2); % число циклов по времени нарастания
mZ=[0 0 0]; % начальные значения функции
mZ (1)=min (min (DA)); % задание минимального значения массива
mR=max (Rmp); % задание максимального времени нарастания в с
for k=1:K
    for m=1:M
        if DA (k,m)>mZ (1)
            mZ (1)=DA (k,m); % текущий минимум
            mZ (2)=mR*(m-1)/(M-1); % длительность нарастания
            mZ (3)=(k-1)/(K-1); % относит. частота (время)
        end;
    end;
end;
```

Приложение 7

```
function [mZ]=minZ (DA, Rmp)
% ФУНКЦИЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МИНИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ МАССИВА
% DA И КООРДИНАТ МИНИМУМА. Rmp - МАССИВ ДЛИТЕЛЬНОТИ НАРАСТАНИЯ В С
% ВЫХОДНОЙ МАССИВ:
% mZ (1) - МИНИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ;
% mZ (2) - ДЛИТЕЛЬНОСТЬ НАРАСТАНИЯ В С;
% mZ (3) - ОТНОСИТ. НАЧАЛЬНАЯ ЧАСТОТА (ВРЕМЯ);
xy=size (DA); % определение размеров массива данных
K=xy (1); % число циклов по начальной частоте (времени)
M=xy (2); % число циклов по времени нарастания
mZ=[0 0 0]; % начальные значения функции
mZ (1)=max (max (DA)); % задание максимального значения массива
mR=max (Rmp); % задание максимального времени нарастания в с
for k=1:K
    for m=1:M
        if DA (k,m)<mZ (1)
            mZ (1)=DA (k,m); % текущий минимум
            mZ (2)=mR*(m-1)/(M-1); % длительность нарастания
            mZ (3)=(k-1)/(K-1); % относит. частота (время)
        end;
    end;
end;
```

Приложение 8

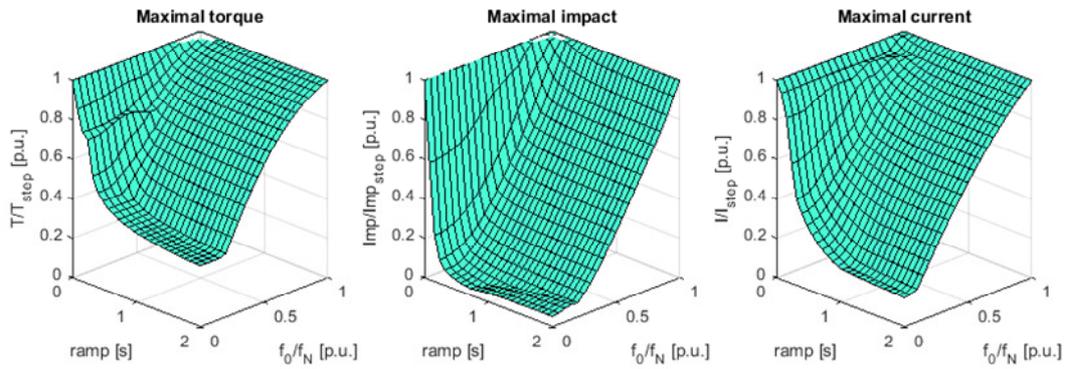
```
function [mZ]=maxY(DA, Rmp)
% ФУНКЦИЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МАКСИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ МАССИВА
% DA И КООРДИНАТЫ МАКСИМУМА. Rmp - МАССИВ ДЛИТЕЛЬНОСТИ НАРАСТАНИЯ В С
% ВЫХОДНОЙ МАССИВ:
% mZ(1) - МИНИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ;
% mZ(2) - ДЛИТЕЛЬНОСТЬ НАРАСТАНИЯ В С;
xy=size(DA); % определение размеров массива данных
M=xy(2); % число циклов по времени нарастания
mZ=[0 0]; % начальные значения функции
mZ(1)=min(DA); % задание минимального значения массива
mR=max(Rmp); % задание максимального времени нарастания в с
for m=1:M
    if DA(m) > mZ(1)
        mZ(1)=DA(m); % текущий минимум
        mZ(2)=mR*(m-1)/(M-1); % длительность нарастания в с
    end;
end;
```

Приложение 9

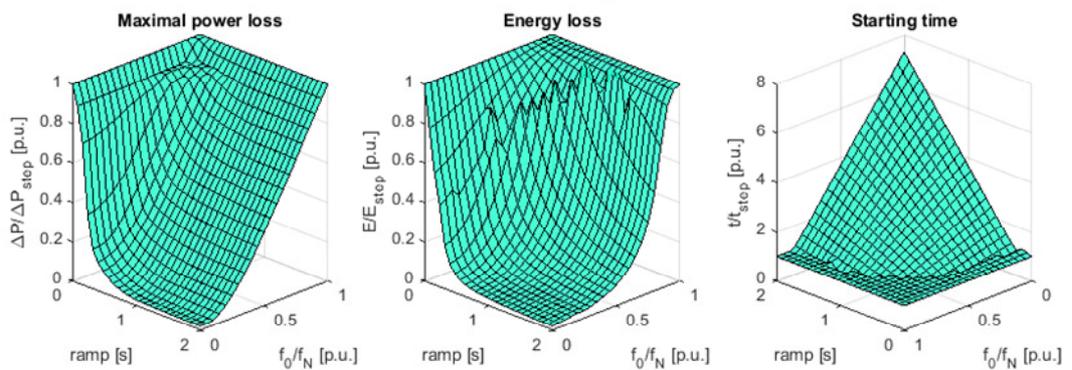
```
function [mZ]=minY(DA, Rmp)
% ФУНКЦИЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МИНИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ МАССИВА
% DA И КООРДИНАТЫ МИНИМУМА. Rmp - МАССИВ ДЛИТЕЛЬНОСТИ НАРАСТАНИЯ В С
% ВЫХОДНОЙ МАССИВ:
% mZ(1) - МИНИМАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ;
% mZ(2) - ДЛИТЕЛЬНОСТЬ НАРАСТАНИЯ В С;
xy=size(DA); % определение размеров массива данных
M=xy(2); % число циклов по времени нарастания
mZ=[0 0]; % начальные значения функции
mZ(1)=max(DA); % задание максимального значения массива
mR=max(Rmp); % задание максимального времени нарастания в с
for m=1:M
    if DA(m) < mZ(1)
        mZ(1)=DA(m); % текущий минимум
        mZ(2)=mR*(m-1)/(M-1); % длительность нарастания в с
    end;
end;
```

Переходные режимы в приводе с вентиляторной нагрузкой

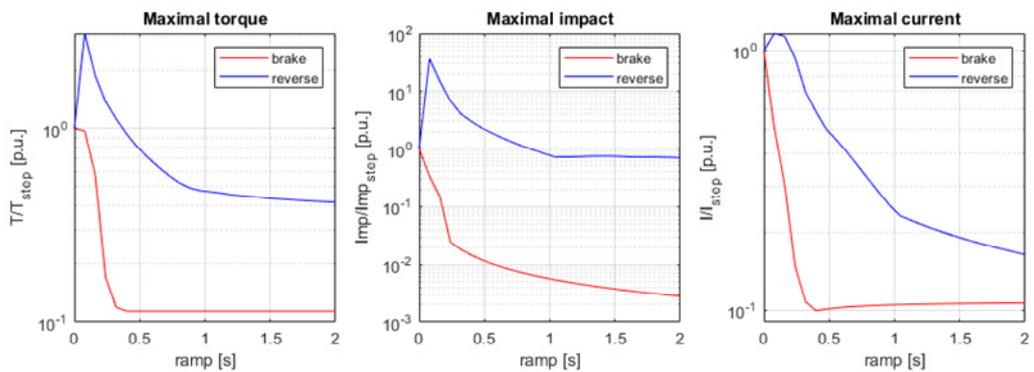
Параметры пуска



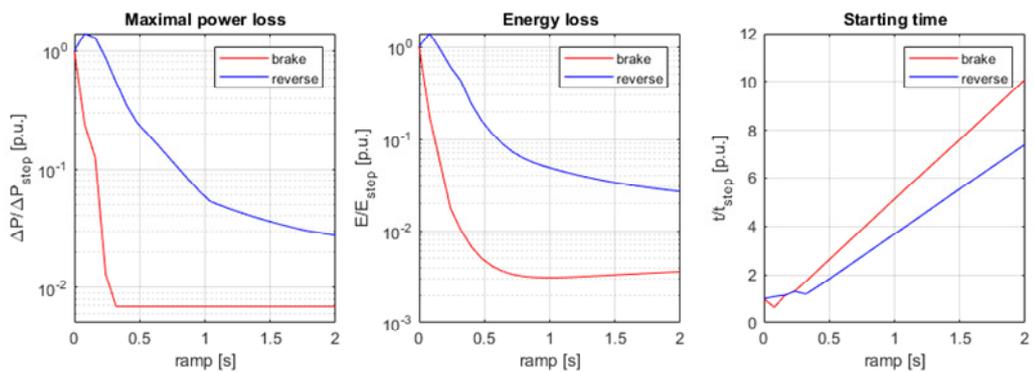
Data referenced to step start values



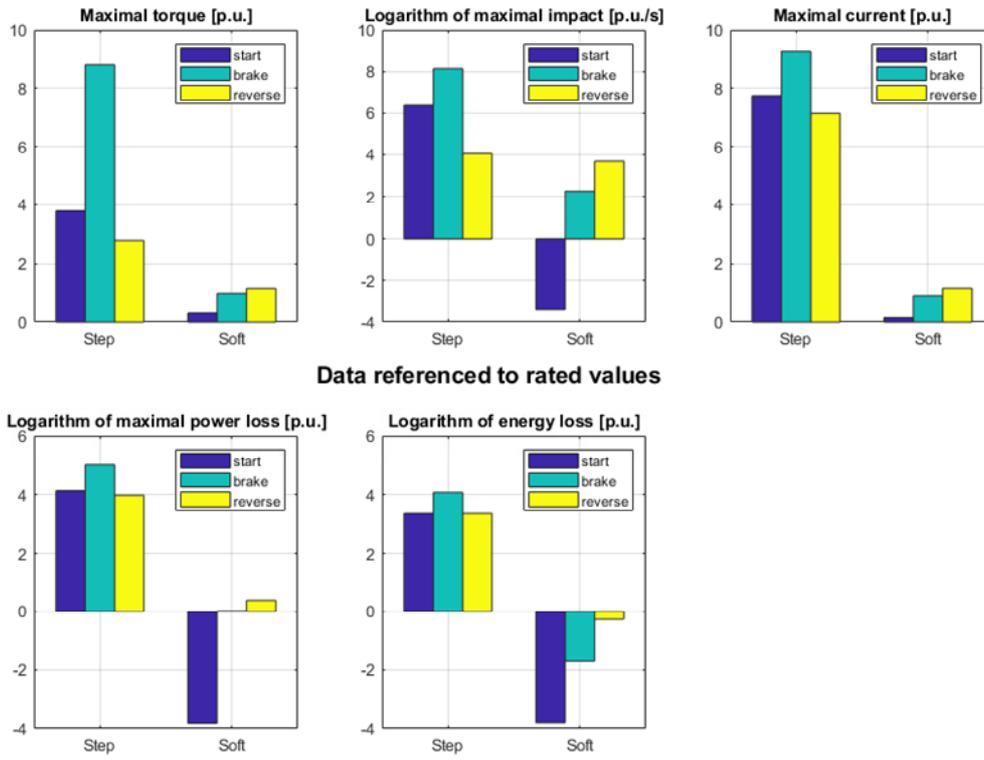
Параметры торможения и реверса



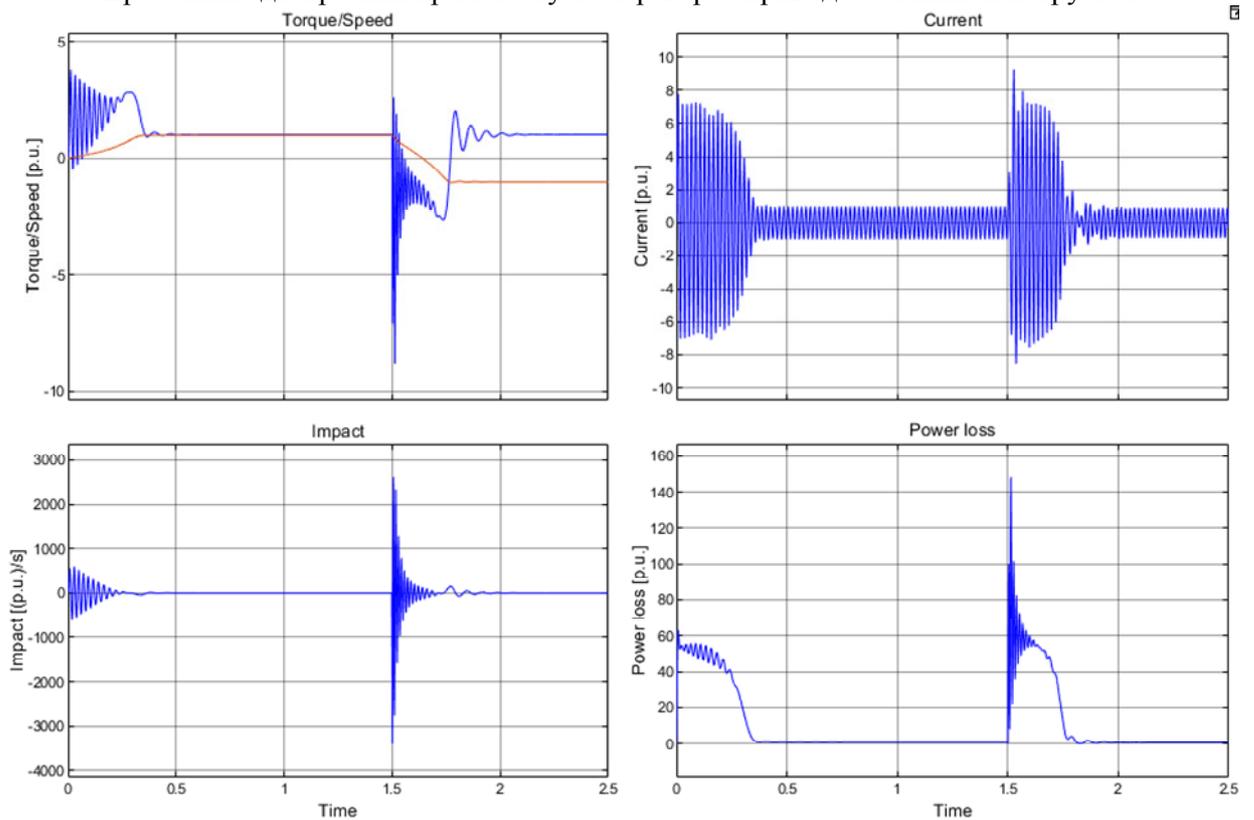
Data referenced to step start values



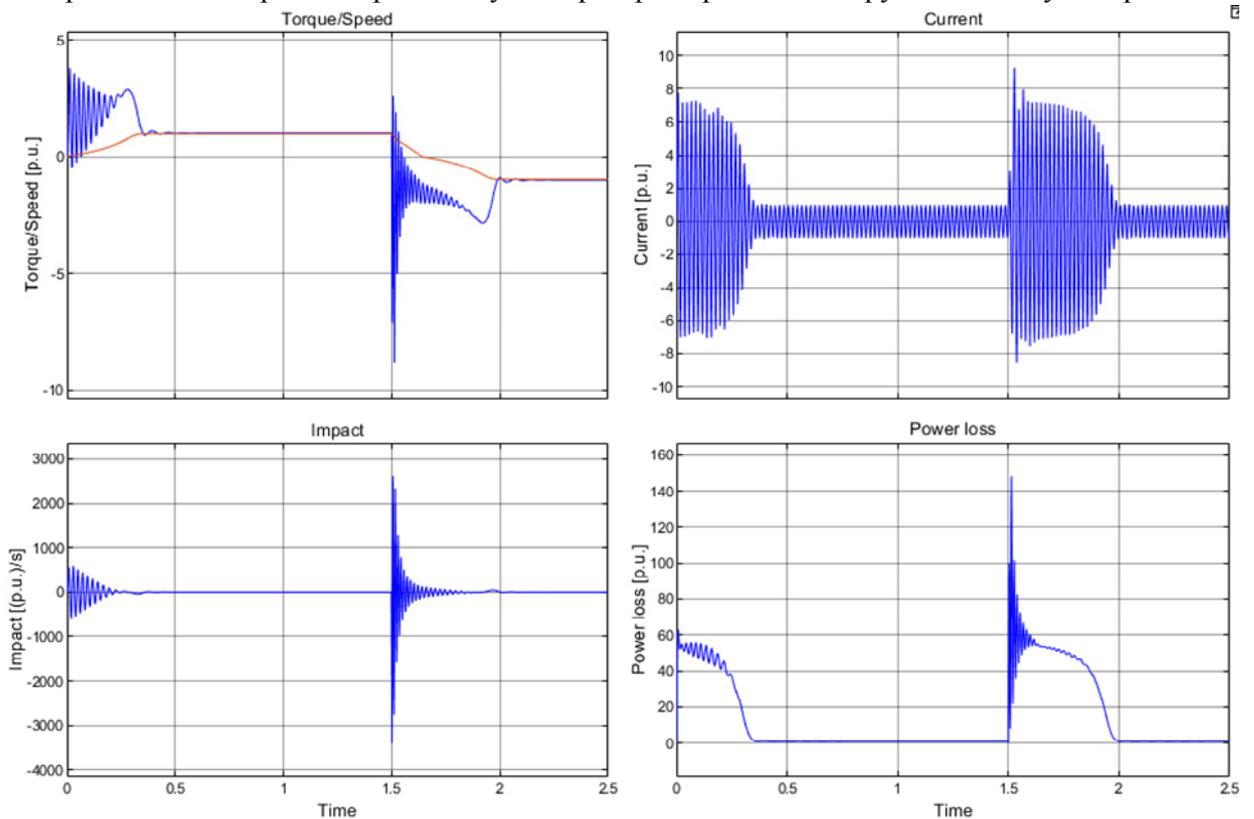
Параметры прямого и «мягкого» пуска



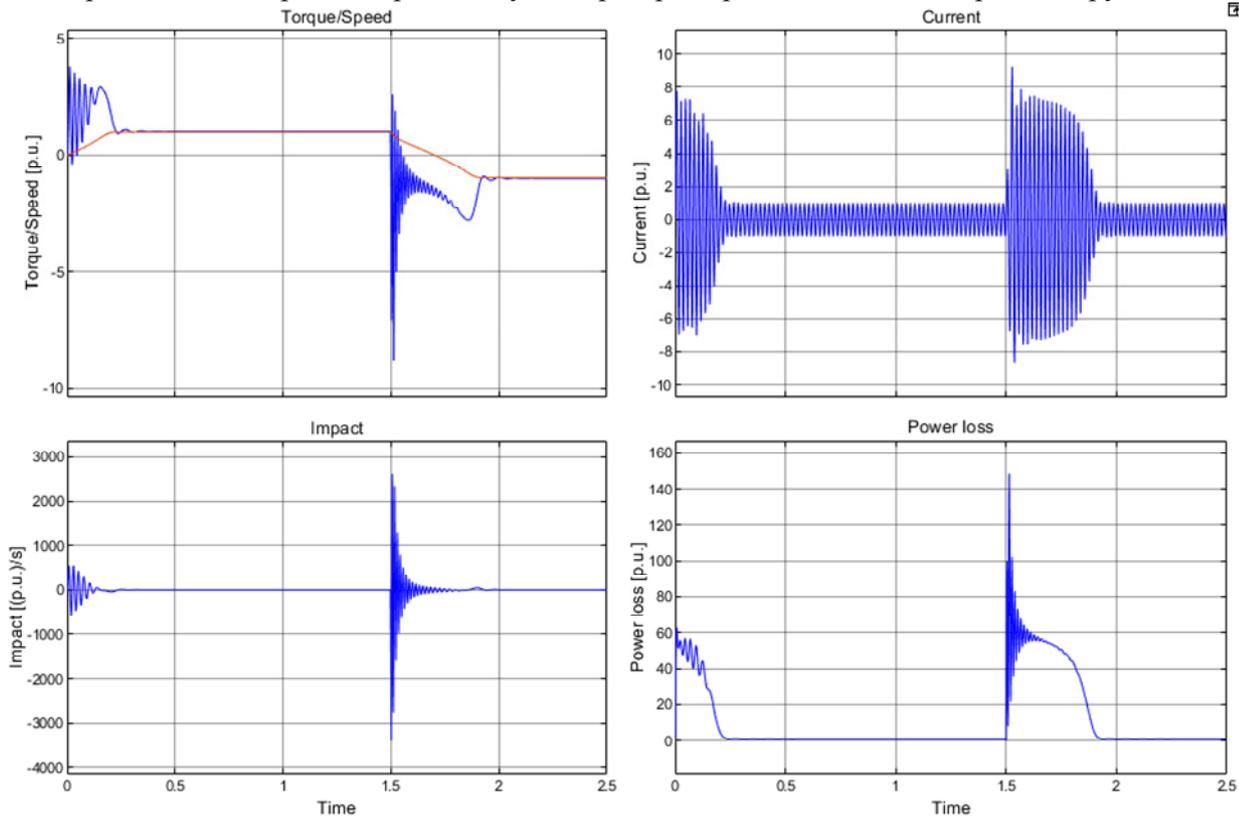
Временные диаграммы прямого пуска и реверса привода с активной нагрузкой



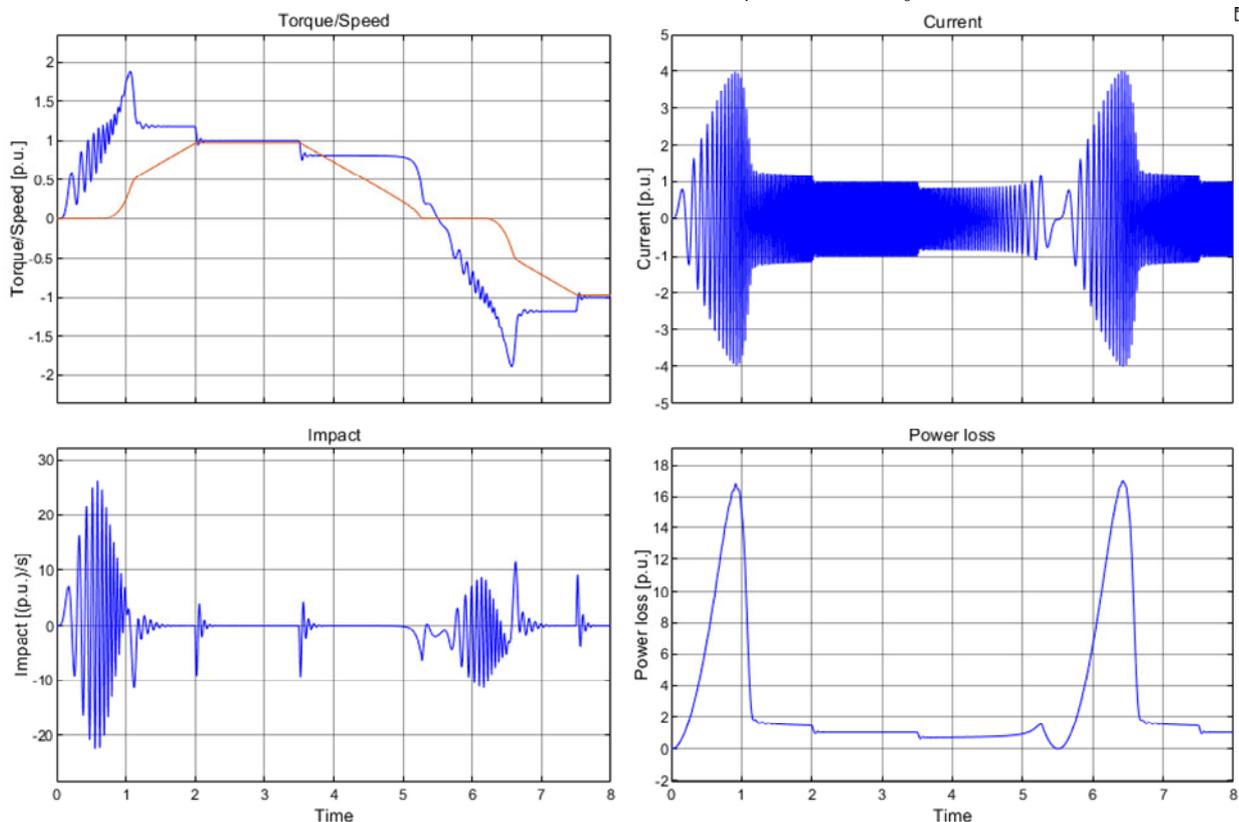
Временные диаграммы прямого пуска и реверса привода с нагрузкой типа сухое трение



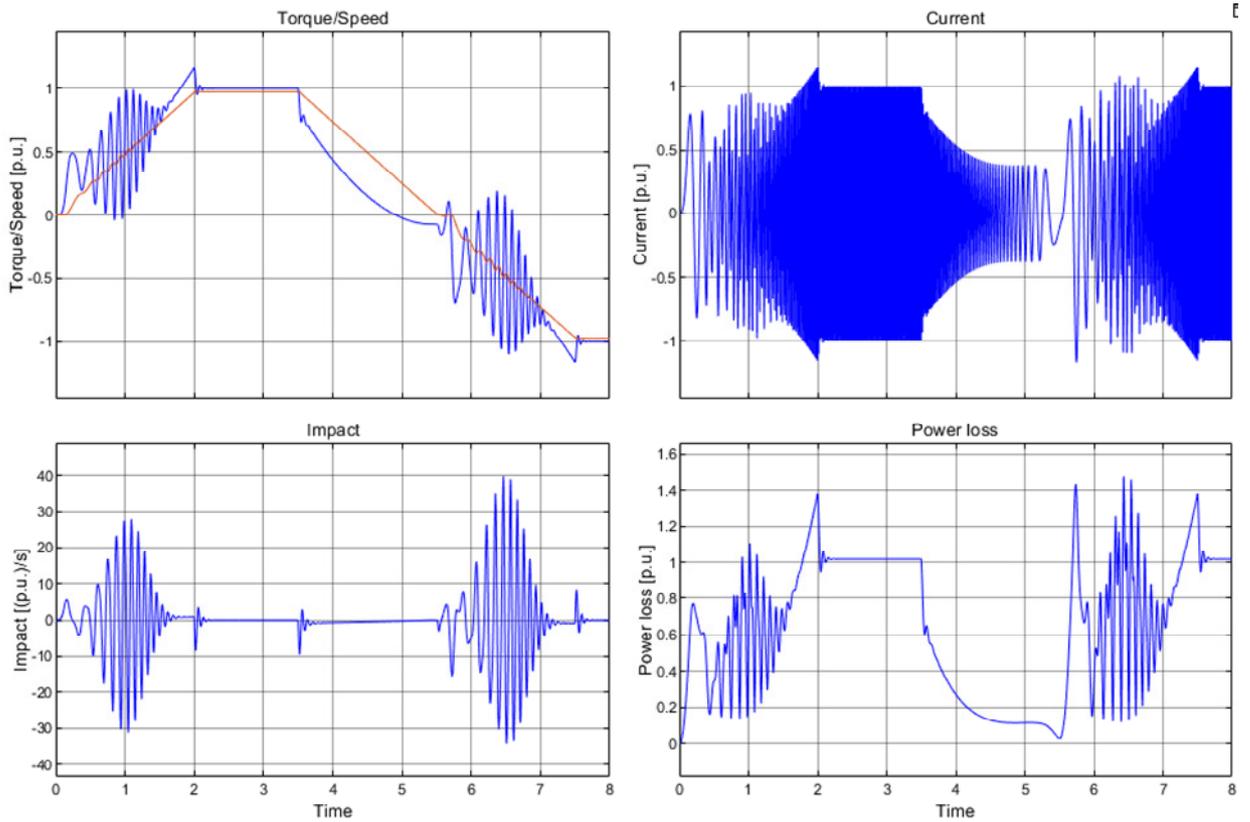
Временные диаграммы прямого пуска и реверса привода с вентиляторной нагрузкой



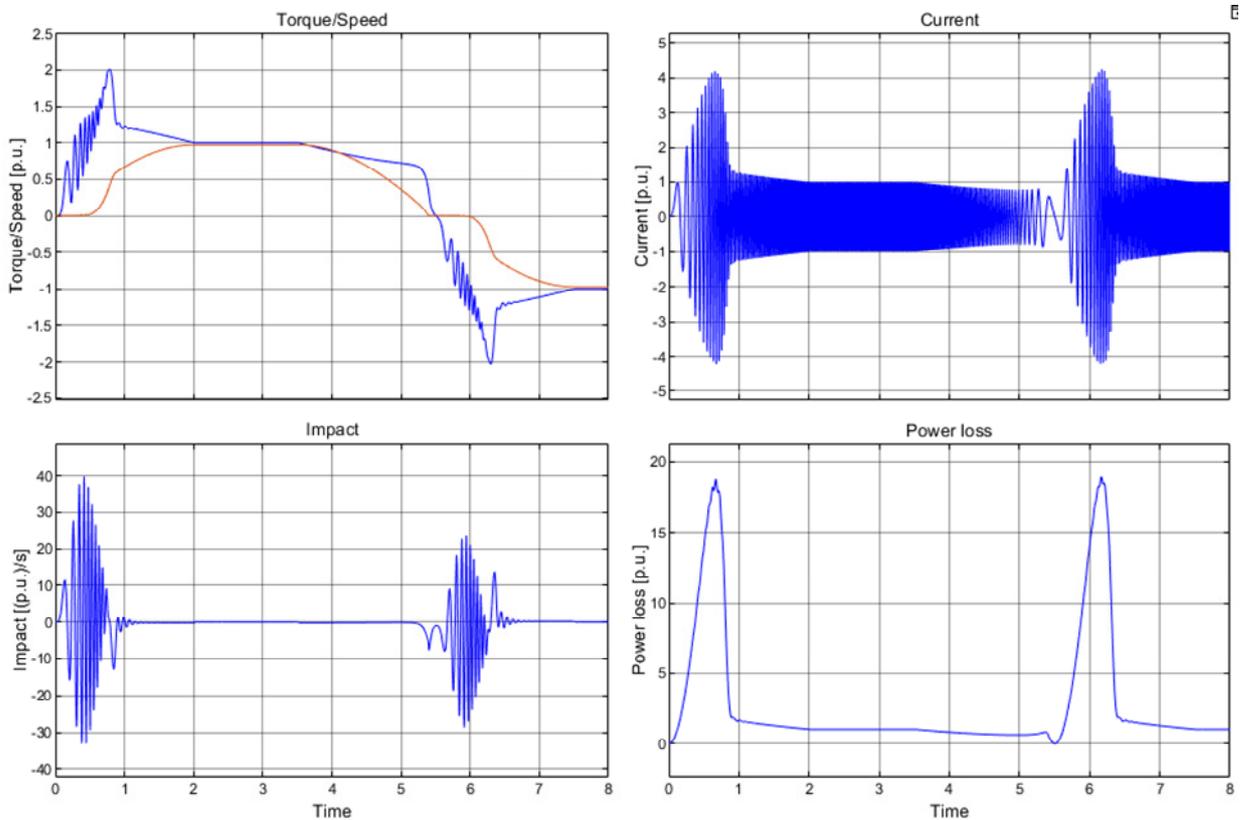
Временные диаграммы плавного пуска и реверса привода с нагрузкой типа сухое трение при линейном изменении частоты ($T_r = 2,0$ с, $\tau_0 = 0$)



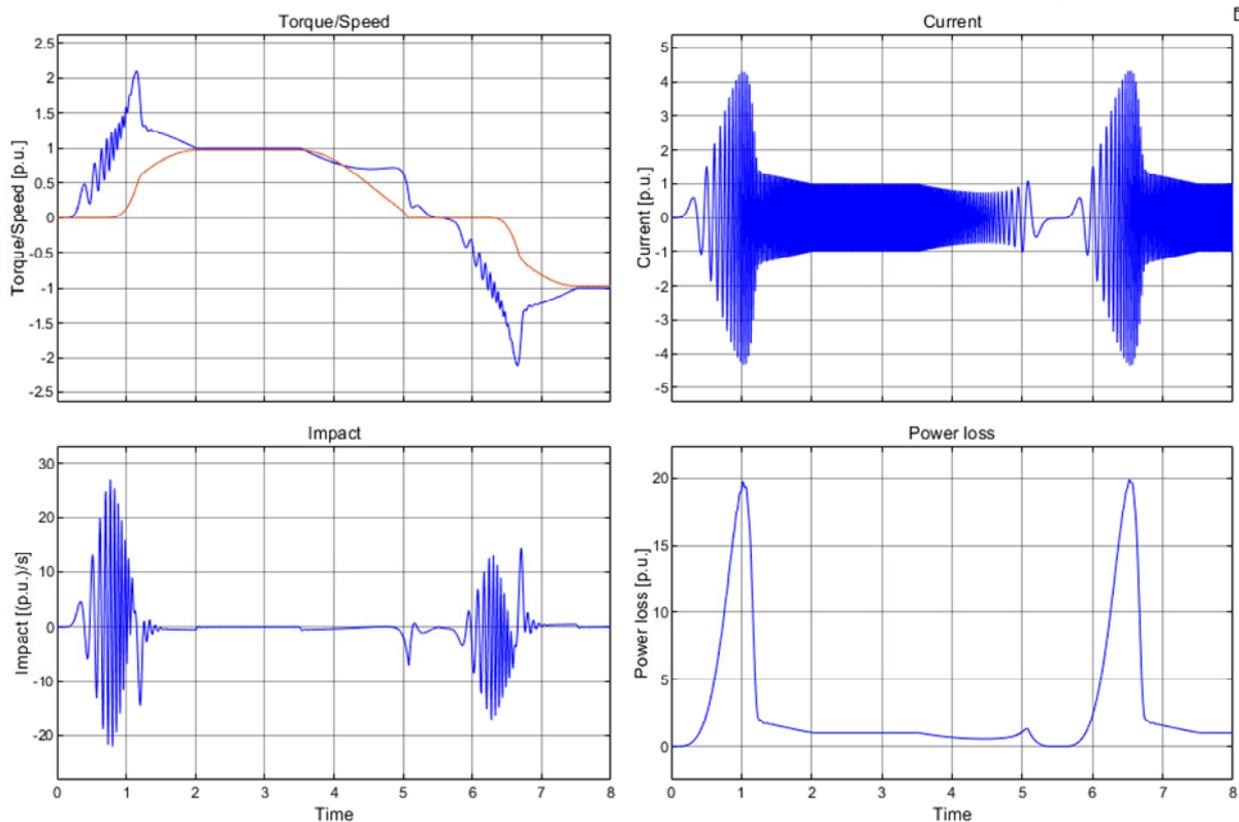
Временные диаграммы плавного пуска и реверса привода с вентиляторной нагрузкой при линейном изменении частоты ($T_r = 2,0$ с, $\tau_0 = 0$)



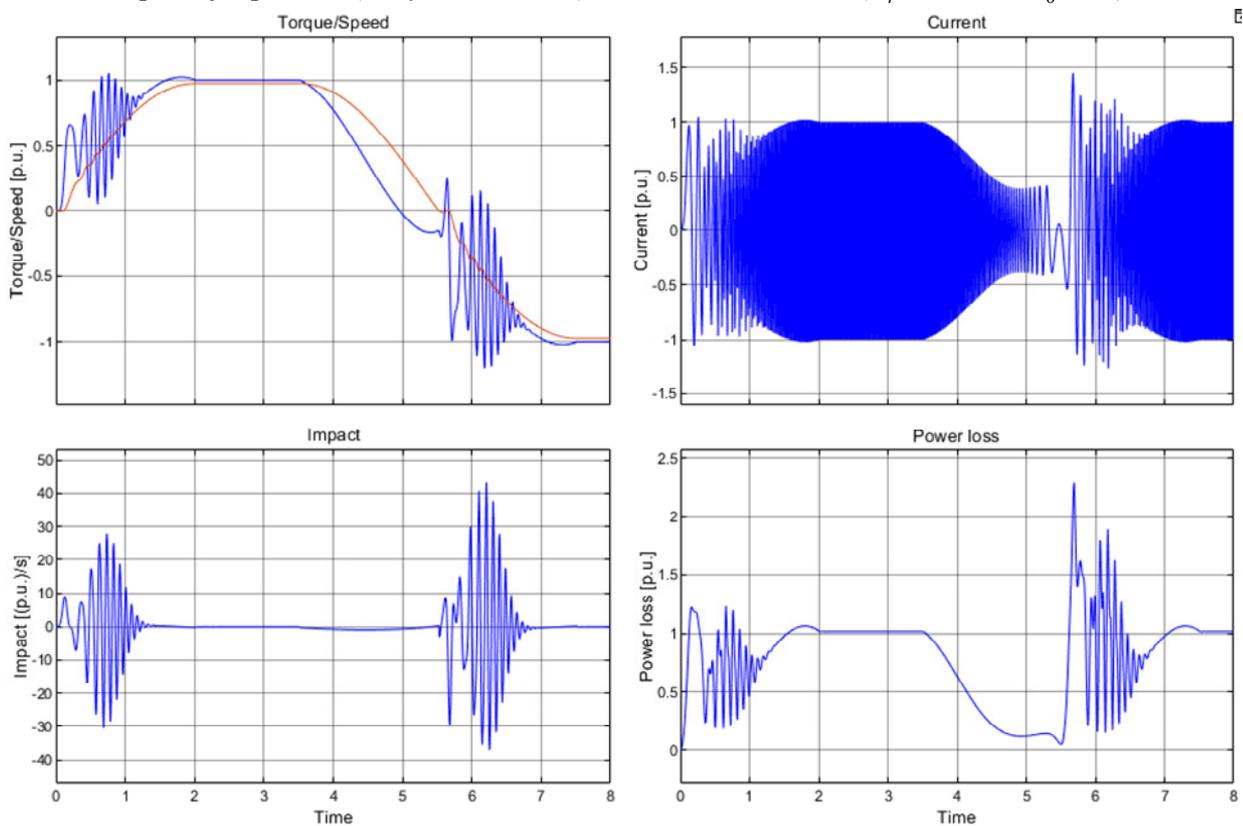
Временные диаграммы плавного пуска и реверса привода с нагрузкой типа сухое трение при U-образном (синусоидальном) изменении частоты ($T_r = 2,0$ с, $\tau_0 = 0$)



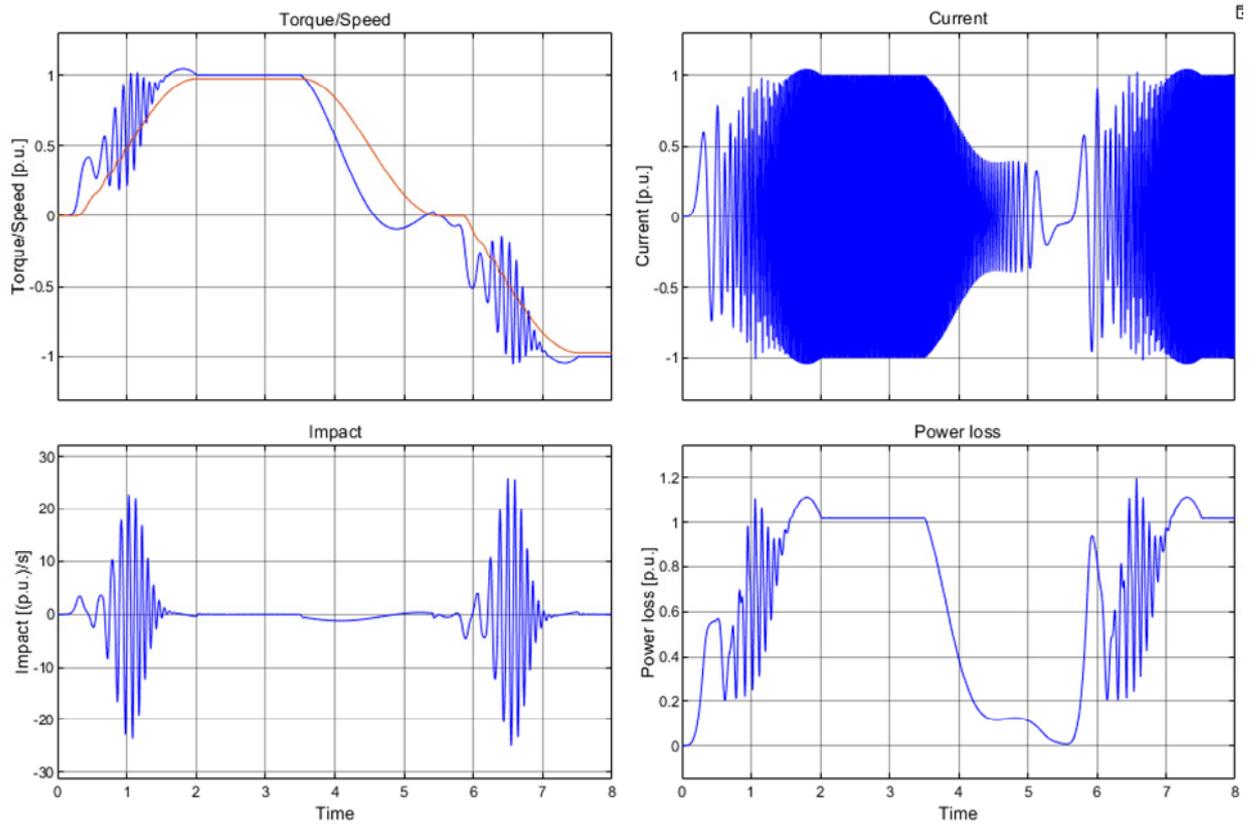
Временные диаграммы плавного пуска и реверса привода с нагрузкой типа сухое трение при S-образном (косинусоидальном) изменении частоты ($T_r = 2,0$ с, $\tau_0 = 0$)



Временные диаграммы плавного пуска и реверса привода с вентиляторной нагрузкой при U-образным (синусоидальным) изменении частоты ($T_r = 2,0$ с, $\tau_0 = 0$)



Временные диаграммы плавного пуска и реверса привода с вентиляторной нагрузкой при S-образном (синусоидальном) изменении частоты ($T_r = 2,0$ с, $\tau_0 = 0$)



Литература

1. Асинхронные электроприводы с векторным управлением/В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. – Л.: Энергоиздат, 1982.
3. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. – М.: Наука, 1966.
4. Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб для вузов.– М.: Энергоатомиздат, 2001
5. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока.– М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.
6. . – СПб.:С-Петербургская электротехническая компания, 2004.
7. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учеб.для вузов.– М.:Высш.шк., 1994.
8. Сабинин Ю.А., Грузов В.Л. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы. – Л.: Энергоатомиздат, 1985.
9. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1974.
10. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для вузов. – М.: Издательский центр «Академия», 2006.
11. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями / Учебное пособие. СПб: СПбГИТМО(ТУ), 2006.
12. Усольцев А.А. Современный асинхронный электропривод оптико-механических комплексов / Учебное пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2011, – 164 с.
13. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000, – 654 с.
14. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. – М.: Энергоиздат, 1982.
15. Casadei D., G. Serra, A. Tani, L. Zarri. Assessment of direct torque control for induction motor drives // Bulletin of the Polish academy of sciences/ Technical sciences. Vol. 54, No. 3, 2006.
16. Depenbrock M. Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine // IEEE Transactions on power electronics. – vol. 3, No. 4, 1988.
17. Holtz J. Pulsewidth Modulation for Electronic Power Convecrion // Proceedings of IEEE, vol. 82, No. 8, 1994.
18. Schönfeld R. Digitale Regelung elektrischer Antriebe. – Berlin: Technik, 1987

Усольцев Александр Анатольевич
Лукичев Дмитрий Вячеславович
Ловлин Сергей Юрьевич
Никитина Мария Владимировна
Поляков Николай Александрович

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ
В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ
СО СКАЛЯРНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Учебное пособие

В авторской редакции

Редакционно-издательский отдел Университета ИТМО

Зав. РИО

Н.Ф. Гусарова

Подписано к печати

Заказ №

Тираж 12

Отпечатано на ризографе