

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ, ПРОТЕКАЮЩИХ ПРИ ПЕРЕМЕЩЕНИИ ШАГОВОГО ПРИВОДА

Постановка задачи

В статье рассмотрены основные процессы, протекающие при перемещении шагового привода, как в самом приводе, так и в панели силового управления. Целью данного исследования является определение основных путей развития системы управления приводом, формулировка задач, возникающих при разработке перспективной системы управления, и принципов решения этих задач. В работе исследуются математические модели для системы «привод ШЭМ-3 – панель управления ПСУ2М». При необходимости рассматриваемые модели могут быть скорректированы и применены для исследования системы с приводом ШЭМ-2.

При помощи математического моделирования процессов, протекающих при перемещении шагового привода, могут быть решены следующие задачи:

- разработка новой цифровой системы управления. Применение математического моделирования позволит определить характеристики системы управления на ранних стадиях проектирования, оптимизировать алгоритмы управления и т.д.;
- разработка адаптивного алгоритма управления приводом. При наличии достаточно точной математической модели процессов, протекающих при перемещении привода, можно определить параметры алгоритма адаптивного управления приводом и протестировать его на модели. Адаптивное управление приводом позволит снизить удары подвижного полюса привода о неподвижный, что позволит увеличить срок службы и надежность привода;
- разработка алгоритмов диагностики привода (например алгоритма определения короткозамкнутых витков в обмотках электромагнитов).

Решение вышеуказанных задач позволит создать интеллектуальную систему управления шаговым приводом. Очевидно, что главной задачей, которая подлежит решению в

главной задачей, которая подлежит решению в первую очередь, является построение математической модели, достаточно точной для решения перечисленных задач.

Построение модели и моделирование

Для построения модели проводился анализ блока управления БУ1 и анализ документации на привод ШЭМ-3. Модель строилась для моделирования в пакете MATLAB программой SIMULINK, поэтому спецификой модели является наличие в ней блоков, используемых для построения SIMULINK-моделей. Блок по управляющим сигналам – «больше», «меньше» и «движение» – задает циклограммы токов фиксирующего, запирающего и тянущего электромагнитов. Заданные токи магнитов сравниваются с действительными, полученными от датчиков токов, после чего разностные сигналы поступают на ПИ-регуляторы. Далее по сигналам регуляторов осуществляется импульсно-фазовое управление выпрямителями. Каждый электромагнит питается выпрямленным трехфазным напряжением. Для импульсно-фазового управления также используются синхронизирующие напряжения фаз. Увеличению выходного сигнала регулятора соответствует рост постоянной составляющей тока электромагнита.

В данной статье рассматривается система управления одним из трех электромагнитов.

Результирующее напряжение, снимаемое с трех тиристоров, подается на блок, моделирующий работу электромагнита привода, построение модели которого является отдельной задачей.

На начальном этапе электромагнит упрощенно заменим активно-индуктивной нагрузкой. Активно-индуктивная нагрузка описывается уравнениями:

$$U_L = L \frac{dI}{dt} = LSI \Rightarrow I = \frac{U_L}{LS} ;$$

$$U_L = U_{вх} - IR_a ,$$

где $U_{вх}$ – входное напряжение нагрузки; L – индуктивность; I – ток; S – оператор Лапласа; U_L – напряжение на индуктивности; R_a – активное сопротивление нагрузки.

Следует отметить, что математическая модель индуктивности приводится к одному блоку с передаточной функцией

$$\frac{I}{U_L} = \frac{1/R_a}{\frac{L}{R_a}S+1} = \frac{K}{TS+1}. \quad (1)$$

Полученная передаточная функция является передаточной функцией апериодического звена с коэффициентом усиления K и постоянной времени T .

Следует отметить, что для моделирования электрических цепей в пакете MATLAB можно пользоваться различными моделями. Модели SimPowerSystems используются по причине их наглядности, удобства составления и модифицирования применительно к электрическим схемам. Модели в виде стандартных блоков, описываемых математическими формулами, более удобны и наглядны применительно к математическим моделям. Использование математических моделей дает возможность описания практически любых процессов со сложными зависимостями, нелинейностями и произвольно изменяющимися во времени параметрами (например изменение индуктивности электромагнита при перемещении привода).

Определим значение активного сопротивления электромагнита. Активное сопротивление зависит от таких параметров, как температура электромагнита, длина соединительного кабеля «ПСУ2-ШЭМ3» и составляет порядка 2–3 Ом. Его величину удобнее всего определить по графикам реальных переходных процессов.

Из уравнения

$$U_L = L \frac{dI}{dt} + IR_a$$

видно, что для установившегося режима ($dI/dt = 0$) активное сопротивление электромагнита можно определить по постоянным составляющим $R_a = U_0 / I_0 \approx 2,5 \text{ Ом}$.

Определим значение индуктивности электромагнита. Составим расчетную схему магнитной цепи (рис.1 и 2).

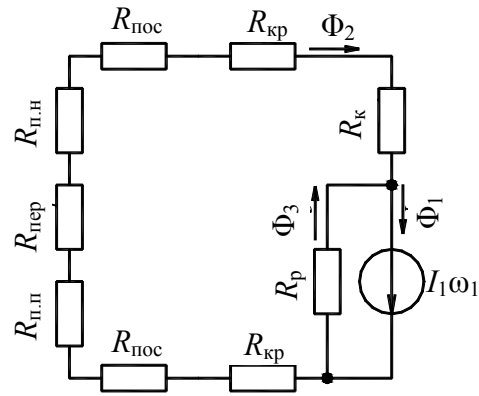


Рис.1. Расчетная схема магнитной цепи

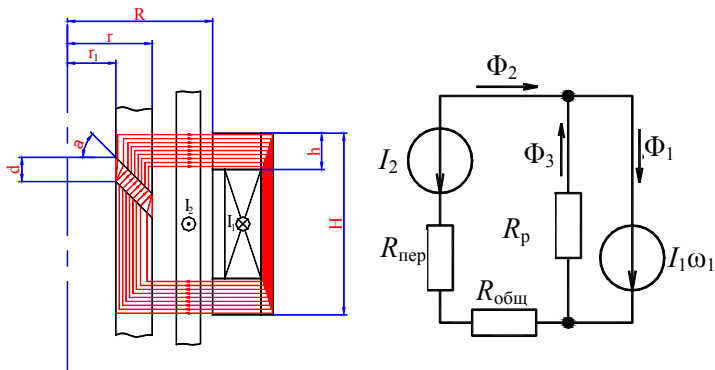


Рис.2. Расчетная схема магнитной цепи с учетом короткозамкнутых витков

В схеме приняты следующие условные обозначения: R_p - магнитное сопротивление рассеяния; R_k - магнитное сопротивление корпуса электромагнита; $R_{кр}$ - магнитное сопротивление крышки электромагнита; $R_{п.н}$ - магнитное сопротивление неподвижного полюса; $R_{п.п}$ - магнитное сопротивление подвижного полюса; $R_{пос}$ - постоянное магнитное сопротивление зазора между крышкой электромагнита и полюсом; $R_{пер}$ - переменное магнитное сопротивление

зазора между полюсами; $I_1 w_1$ - м.д.с., действующая в контуре; Φ_1 , Φ_2 , Φ_3 - магнитные потоки.

Рассчитаем оценочные величины магнитных сопротивлений:

$$R_k = \frac{h_k}{\mu_0 \mu S_k} = \frac{0,270}{4\pi 10^{-7} \cdot 210\pi(0,1125^2 - 0,1075^2)} = 0,3 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}.$$

Здесь предполагается, что для получения оценочных значений можно пренебречь нелинейностью характеристики материала. Кроме того, не учитываются такие явления, как гистерезис, насыщение и поверхностный эффект. Для оценочного расчета определим величину магнитной проницаемости стали 09Х17Н-ВД по начальному участку статической кривой намагничивания: $\mu = B/(\mu_0 H) \approx 210 \text{ Гн/м}$.

Очевидно, что плотность магнитного потока неодинакова по сечению крышек электромагнита и в постоянном воздушном зазоре. Для определения магнитного сопротивления воздушного зазора воспользуемся формулой

$$R_{\text{пос}} = \frac{\ln r_2 - \ln r_1}{2\pi h_1 \mu \mu_0} = \frac{\ln 0,062 - \ln 0,042}{2\pi 0,036 \cdot 1 \cdot 4\pi 10^{-7}} = 1,37 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}.$$

Аналогично

$$R_{\text{кр}} = \frac{\ln r_3 - \ln r_2}{2\pi h_1 \mu \mu_0} = \frac{\ln 0,1075 - \ln 0,062}{2\pi 0,029 \cdot 210 \cdot 4\pi 10^{-7}} = 1,15 \cdot 10^4 \text{ Гн}^{-1}.$$

Магнитное сопротивление подвижного и неподвижного полюсов удобнее всего заменить одним эквивалентным R_n . Оно определяется по формуле:

$$R_n = \frac{h_n}{\mu_0 \mu S_n} = \frac{0,29}{4\pi 10^{-7} \cdot 210\pi(0,042^2 - 0,02^2)} = 0,26 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}.$$

При составлении аналитической зависимости переменного сопротивления воздушного зазора от расстояния между полюсами d условно разобьем воздушный зазор на три параллельных сопротивления. В результате получим

$$R_{\text{пер}}(d) = \frac{8,4 \cdot 10^7 d}{1,6 - 20,7d}.$$

Для максимальной величины зазора (20 мм)

$$R_{\text{пер}}(0,02) = \frac{8,4 \cdot 10^7 \cdot 0,02}{1,6 - 20,7 \cdot 0,02} = 1,37 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}.$$

Таким образом, максимальная величина переменного сопротивления сравнима с суммарной величиной остальных сопротивлений (она составляет $R_{\text{общ}} = 2R_{\text{нос}} + 2R_{\text{кр}} + R_{\text{н}} + R_{\text{к}} = 3,3 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}$).

Величина индуктивности для зазора 20 мм составляет 0,26 Гн.

Сравним реакцию построенной модели электромагнита на входное напряжение с реально измеренным током электромагнита. Для проведения такого сравнения удобно использовать модель, приведенную на рис. 3. В модель введен блок «From File», который воспринимает данные из файла, записанные с реального привода. Это удобно для оценки адекватности модели реальному объекту.

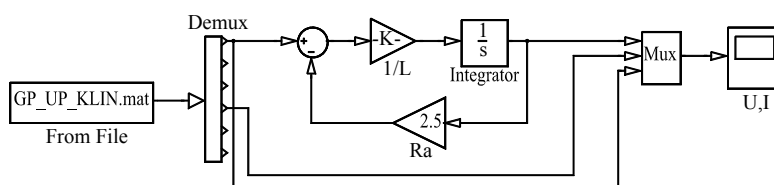


Рис.3. Модель для сравнительного анализа реального электромагнита и его модели

В приведенной модели не используется модель управляющей части (панели ПСУ2), а оцениваются только свойства модели электромагнита. На эту модель электромагнита подается реально измеренное входное напряжение электромагнита, далее путем интегрирования уравнений строится реакция построенной модели (т.е. переходной процесс тока), которая сравнивается с реально измеренным переходным процессом тока.

Анализируя результаты моделирования, можно сделать следующие выводы:

- индуктивность реального электромагнита существенно больше расчетной;
- пульсации тока в реальном электромагните существенно больше, чем пульсации в реакции построенной модели.

Индуктивность построенной модели может отличаться от реальной по следующим причинам:

- имеются потоки рассеяния, как в самой катушке, так и в других местах;
- рассчитанные величины сопротивлений для воздушных зазоров не учитывают «выпучивание» силовых линий магнитного поля;
- рассчитанные величины сопротивлений для частей магнитопровода не учитывают влияние поверхностного эффекта.

Важно определить правильную структуру модели, так как одно и то же значение магнитного сопротивления можно получить при различных соотношениях сопротивлений рассеяния и сопротивления по пути, показанному на рис.2. В принципе, для экспериментального определения зависимости $L(d)$, структура магнитного поля не важна. Но, как будет показано ниже, при учете существующих в конструкции привода короткозамкнутых витков, распределение магнитного поля оказывает значительное влияние на форму переходного процесса.

Методом подбора при моделировании определим значение индуктивности. Оно составляет 0,5 Гн. Анализируя результаты моделирования при $L=0,5$ Гн, можно сделать следующие выводы:

- пульсации тока в реальном электромагните существенно больше, чем пульсации в реакции построенной модели;
- скорость спада тока в реальном переходном процессе выше, чем в реакции построенной модели.

На начальном этапе будем считать, что потоком рассеяния можно пренебречь, а величина индуктивности 0,5 Гн обеспечивается почти вдвое меньшим магнитным сопротивлением, чем его расчетная величина.

Сила электромагнита определяется выражением:

$$F(I, d) = \left| \frac{\partial W_M(I, d)}{\partial d} \right|,$$

где $W_M(I, d) = \frac{1}{2} \psi I = \frac{1}{2} w_1 \Phi I$.

Для зазора 20 мм и тока 14 А при высказанном предположении сила электромагнита равна 952 Н, что несколько превышает реально измеренное значение силы (порядка 700 Н). Таким образом, можно сделать вывод о том, что значение индуктивности больше

расчетного обеспечивается не только за счет меньшего сопротивления потоку Φ_2 (см. рис.2), но и за счет потока рассеяния Φ_3 , который не создает силы.

При рассеянии магнитного потока в самой катушке в расчетную схему магнитной цепи добавляется сопротивление рассеяния так, что магнитный поток, проходящий по нему, не проходит по частям магнитопровода (см.рис.1).

Для дальнейшего уточнения математической модели проведем учет короткозамкнутых витков (см. рис.2).

Очевидно, что при рассеянии только в самой катушке все существующие короткозамкнутые витки, через которые проходит один и тот же поток Φ_2 , можно заменить одним эквивалентным витком. Этот виток характеризуется одним значимым параметром - активным сопротивлением R_2 . На рис.2 I_2 - ток короткозамкнутого витка. Оценим значение активного сопротивления короткозамкнутых витков на примере трубы из стали 08X18H10T:

$$R_p = \rho \frac{2\pi r_{\text{тр}}}{S_{\text{тр}} H} = 81 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{2\pi 5,2}{1,2 \cdot 29} = 0,000076 \text{ Ом.}$$

Потоки для принятой расчетной схемы связаны соотношениями:

$$\begin{cases} \Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3, \\ \Phi_2 = \frac{I_1 w_1 - I_2}{R_{\text{пер}} + R_{\text{общ}}} = \frac{I_1 w_1 - I_2}{R_{\text{сум}}}, \\ \Phi_3 = \frac{I_2 w_1}{R_p}. \end{cases} \quad (2)$$

Запишем дифференциальные уравнения для двух контуров:

$$\begin{cases} U_1 = \frac{\partial \Psi_1}{\partial t} + I_1 R_1 = w_1 \frac{\partial \Phi_1}{\partial t} + I_1 R_1, \\ \frac{\partial \Phi_2}{\partial t} = I_2 R_2. \end{cases} \quad (3)$$

Данным уравнениям соответствует подсистема индуктивности, приведенная на рис.4. Магнитное сопротивление $R_{\text{сум}}$ является суммой магнитных сопротивлений $R_{\text{пер}}$ и $R_{\text{общ}}$.

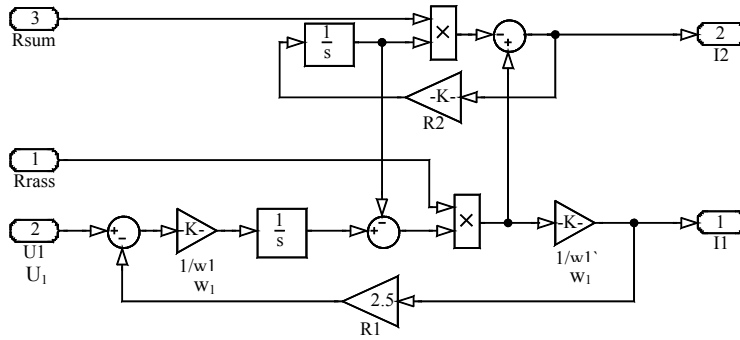


Рис.4. Подсистема индуктивности с учетом короткозамкнутых витков

Совместно решая системы уравнений (2) и (3) в операторной форме, получим уравнение для катушки электромагнита (для постоянного зазора)

$$I_1 = U_1 \frac{(R_2 R_{\text{сум}} + S) R_p}{(S R_p w_1^2 R_2 + S^2 w_1^2 + S R_1 R_p + S w_1^2 R_2 R_{\text{сум}} + R_1 R_p R_2 R_{\text{сум}})} \quad (4)$$

Из выражения (4) нетрудно получить передаточную функцию для электромагнита, которую можно использовать при синтезе передаточной функции регулятора.

Из выражения (4) видно, что при наличии короткозамкнутых витков к действию напряжения добавляется действие его производной (в числителе присутствует дифференцирующее звено).

При отсутствии потока рассеяния ($R_p \rightarrow \infty$) выражение (4) приводится к виду:

$$\frac{I_1}{U_1} = \frac{(R_2 R_{\text{сум}} + S)}{(S w_1^2 R_2 + S R_1 + R_1 R_2 R_{\text{сум}})}$$

Подставив числа, получим передаточную функцию для электромагнита (при постоянном зазоре $R_p \rightarrow \infty$, $R_1 = 2,5$ Ом, $R_2 = 0,00003$ Ом и $R_{\text{сум}} = 2,43 \cdot 10^6$ Гн⁻¹):

$$\frac{I_1}{U_1} = \frac{0,011S + 1}{0,43S + 2,5}$$

Данной передаточной функции соответствует следующее дифференциальное уравнение:

$$U_1 + 0,011 \frac{dU_1}{dt} = 0,43 \frac{dI_1}{dt} + I_1 2,5. \quad (5)$$

Входное напряжение U_1 состоит из участков синусоид частотой 50 Гц и амплитудой $250\sqrt{2}/\sqrt{3} = 204$ В, изменяющихся по закону $U_1 = 204 \sin(2\pi 50t)$. Исходя из этого, производная напряжения на синусоидальных участках равна:

$$\frac{dU_1}{dt} = 204 \cdot 2\pi 50 \cos(2\pi 50t) = 204 \cdot 314,2 \cos(2\pi 50t).$$

Таким образом, влияние производной напряжения по амплитуде в $0,011 \cdot 314,2 = 3,46$ раза больше, чем величина самого напряжения (соотношение этих величин зависит от фазы напряжения). Очевидно, что влияние производной напряжения в моменты его резких скачков при переключениях тиристоров еще больше. Таким образом, при относительно небольших значениях тока (на столько небольших, что величина $I_1 2,5$ на порядок меньше, чем левая часть выражения (5)) форма пульсаций тока в значительной мере повторяет форму напряжения. Но для низкой частоты напряжения (для медленно меняющейся постоянной составляющей) влияние производной напряжения незначительно по сравнению с величиной самого напряжения. Это также подтверждает совпадение низкочастотных участков АЧХ (рис.5) системы без короткозамкнутых витков и системы с короткозамкнутыми витками (последняя учитывает и поток рассеяния).

С увеличением потока рассеяния, не проходящего через короткозамкнутые витки, форма пульсаций будет приближаться к показанной на рис.6. Таким образом, соотношением переменного сопротивления магнитопровода и сопротивления рассеяния определяется не только сила электромагнита, но и форма пульсаций тока. Общим сопротивлением двух ветвей (см. рис.2) определяется скорость нарастания тока (время переходного процесса). Сопротивление короткозамкнутого витка оказывает значительное влияние на величину и форму пульсаций. Также следует учесть, что по короткозамкнутому витку протекает значительный ток, который оказывает влияние на энергию и силу электромагнита:

$$\begin{aligned}
W_M(I_1, I_2, d) &= \sum \frac{1}{2} \Psi_k I_k = \sum \frac{1}{2} w_k \Phi_k I_k = \frac{1}{2} (w_1 \Phi_1 I_1 + \Phi_2 I_2) = \\
&= \frac{1}{2} \left(w_1 I_1 \left(\frac{w_1 I_1 - I_2}{R_{\text{сум}}(d)} \right) + I_2 \left(\frac{w_1 I_1 - I_2}{R_{\text{сум}}(d)} + \frac{w_1 I_1}{R_p} \right) \right); \\
W_M(I_1, I_2, d) &= \frac{1}{2} \left(\frac{w_1^2 I_1^2 - I_2^2}{R_{\text{сум}}(d)} + \frac{w_1 I_1 I_2}{R_p} \right); \\
F(I_1, I_2, d) &= \left| \frac{\partial W_M(I_1, I_2, d)}{\partial d} \right| = \left| \frac{1}{2} \frac{(w_1^2 I_1^2 - I_2^2)}{R_{\text{сум}}^2(d)} \frac{\partial R_{\text{сум}}(d)}{\partial d} \right|. \quad (6)
\end{aligned}$$

Проведем моделирование со следующими параметрами: $d=0,02\text{ м}$, $R_p = 2,5 \cdot 10^{-7} \text{ Гн}^{-1}$, $R1 = 2,5 \text{ Ом}$, $R2 = 0,00003 \text{ Ом}$ и $R_{\text{сум}} = 3,032 \cdot 10^6 \text{ Гн}^{-1}$.

Как видно из графиков рис.6, время нарастания тока и форма пульсаций модели практически совпадают с реальными. Несколько отличается время спада и величина пульсаций после спада (у реального процесса величина пульсаций тока различна при разном токе). Возможно, эти эффекты являются следствием нелинейности сопротивлений магнитопровода.

Также видно, что величина тока короткозамкнутого витка (до 4500 А) сравнима с величиной $I_1 w_1$ (до 15400 А). Влияние тока короткозамкнутого витка I_2 на силу электромагнита особенно существенно при нарастании тока электромагнита I_1 (когда I_1 мало, а I_2 велико).

Подставив полученные числа в выражение (4), получим передаточную функцию электромагнита:

$$\frac{I_1}{U_1} = 0,4 \frac{0,011S + 1}{2,13 \cdot 10^{-4} S^2 + 0,2S + 1} = 0,4 \frac{0,011S + 1}{(0,19S + 1)(0,00113S + 1)}.$$

Сравним полученную передаточную функцию с передаточной функцией без учета короткозамкнутых витков (1):

$$\frac{I_1}{U_1} = \frac{1/R_a}{\frac{L}{R_a} S + 1} = 0,4 \frac{1}{0,2S + 1}.$$

Можно заметить, что коэффициент усиления в обеих передаточных функциях одинаков: $1/R_a = 0,4$. Амплитудно-частотные характеристики и реакции на ступенчатое воздействие сравниваемых передаточных функций приведены на рис.5.

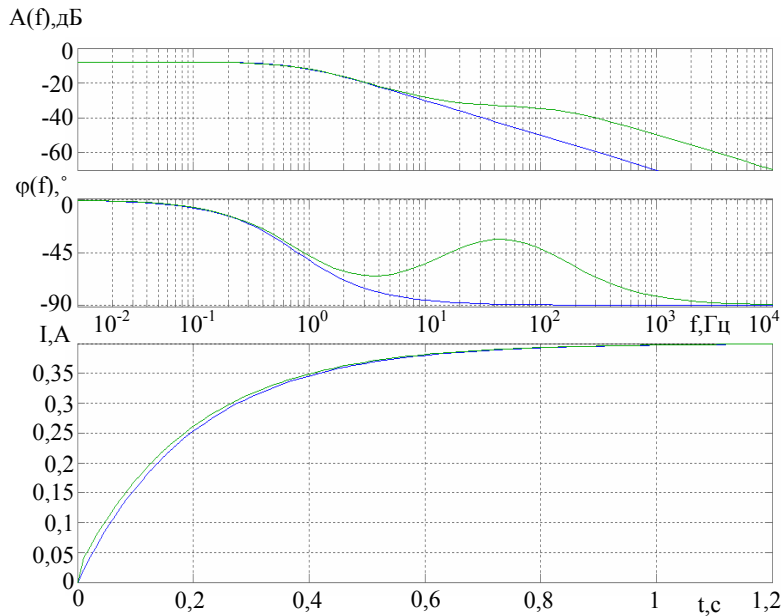


Рис.5. Сравнительные характеристики передаточных функций

У АЧХ обеих передаточных функций совпадают низкочастотные части (до единиц герц) и высокочастотные части идут параллельно (отличаются примерно на 20 дБ). Переходные функции обеих систем практически совпадают. Полученные АЧХ можно использовать для синтеза нового регулятора.

Рассмотрим процессы, протекающие в системе «панель управления - привод» при движении привода.

Перемещение d подчиняется закону

$$d = d_0 - \int_{t_1}^{t_2} v dt ,$$

где $v = \int_{t_1}^{t_2} a dt ; \quad a = \frac{F - mg}{m} = \frac{F}{m} - g .$

Полученная подсистема, определяющая зазор, приведена на рис.7.

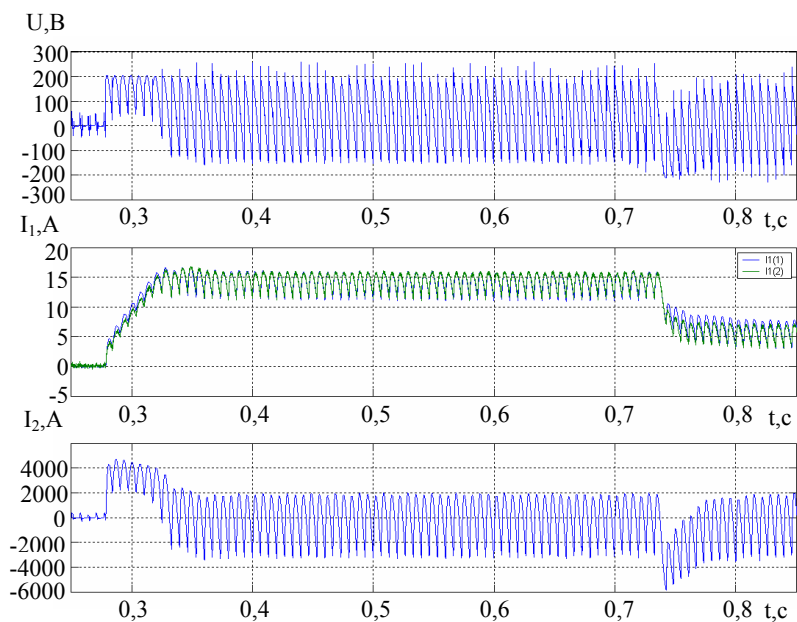


Рис.6. Сигналы напряжения и тока: $I_1(1)$ – ток построенной модели; $I_1(2)$ – ток реального электромагнита; I_2 – ток короткозамкнутого витка

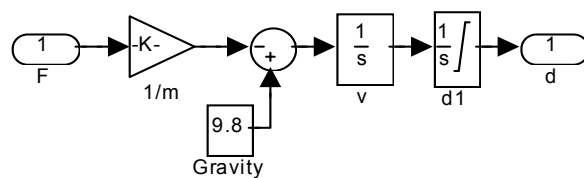


Рис.7. Подсистема определения зазора

В данной подсистеме второй интегратор имеет начальное значение $d=0,02$ м и два предела насыщения 0 и 0,02 м.

Итак, мы имеем подсистему индуктивности (см. рис. 4) и подсистему, определяющую зазор (см. рис.7). Также имеется зависимость для магнитного сопротивления $R_{\text{сум}}$, скорректированная по

результатам моделирования (умножается на 0,7), и магнитное сопротивление R_p , используемые подсистемой (см. рис.4). В свою очередь сила, необходимая для определения зазора (см. рис.7), вычисляется по формуле (6). По этим данным получена подсистема, моделирующая работу магнита привода (рис.8).

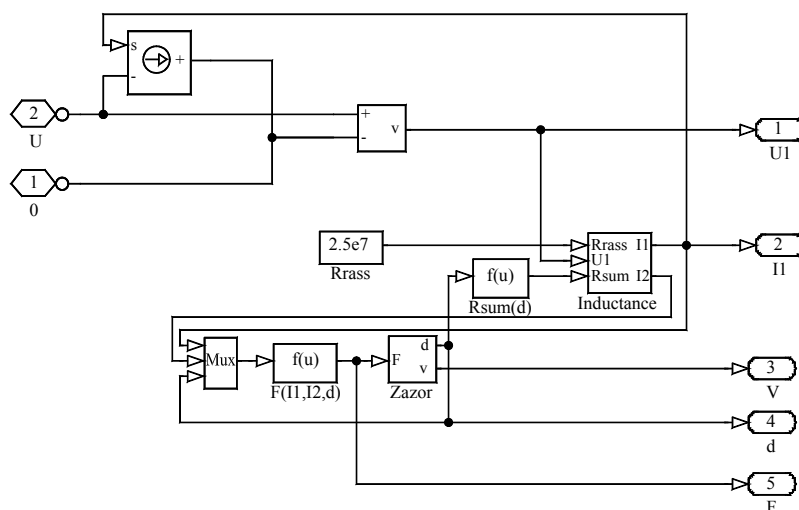


Рис.8. Подсистема, моделирующая работу магнита привода

Полученная подсистема стыкуется с силовой частью модели при помощи зависимого источника тока.

Объединенная модель панели силового управления и привода показана на рис.9. Блоки «Scope» используются для визуализации сигналов тока и напряжения.

Для моделирования управляющей части (блок «Controller») был проведен анализ схемотехники существующего аналогового блока БУ1, по результатам которого был написан алгоритм проектируемого в данный момент цифрового блока управления.

Полученный алгоритм управления отлаживался и корректировался с использованием полученных моделей в программе MATLAB, после чего был реализован в цифровом блоке БУ-Ц и опро-

бован на опытном стенде во ВНИИЭМ. Полученные переходные процессы и параметры отвечают требованиям технического задания. Блок «Controller» в данной статье подробно не описывается, а его основные функции перечислены в начале статьи.

Полученные при моделировании графики напряжения, тока, величины зазора и силы приведены на рис.10.

Из графиков можно сделать следующий вывод: при изменении зазора (и индуктивности) в процессе движения регулятор для поддержания заданного тока увеличивает постоянную составляющую напряжения.

Но так как ПИ-регулятор обладает астатизмом 1-го порядка, а дестабилизирующее воздействие $U_{инд} = I dL/dt$ является функцией более высокого порядка (даже если принять $F=const$, то величина зазора обратно пропорциональна квадрату времени), то в сигнале тока наблюдается «провал», величина которого растет до момента соприкосновения подвижного и неподвижного полюса.

В этот момент «накопленное» регулятором напряжение значительно превышает требуемое для поддержания заданного тока. Поэтому после этого момента наблюдается переходной процесс, в результате которого величина напряжения приводится к требуемому значению ($U=IR_a$).

Следует отметить, что описанный эффект в аналоговом блоке БУ1 более ярко выражен, что свидетельствует о повышении качества регулятора в цифровом блоке.

На основе анализа полученной модели был также разработан и проанализирован алгоритм адаптивного управления. Основная идея адаптивного алгоритма заключается в компенсации большого возрастания скорости плунжера снижением тянущего усилия. Для этого регулятором устанавливается заданный ток, а после завершения переходного процесса поддерживается напряжение, соответствующее этому току.

При движении плунжера ток магнита будет уменьшаться пропорционально скорости уменьшения зазора и будет уменьшаться тянущее усилие. Таким образом, адаптивность управления обеспечивается самим принципом работы привода.

В случае отсутствия движения будет поддерживаться установленный ток.

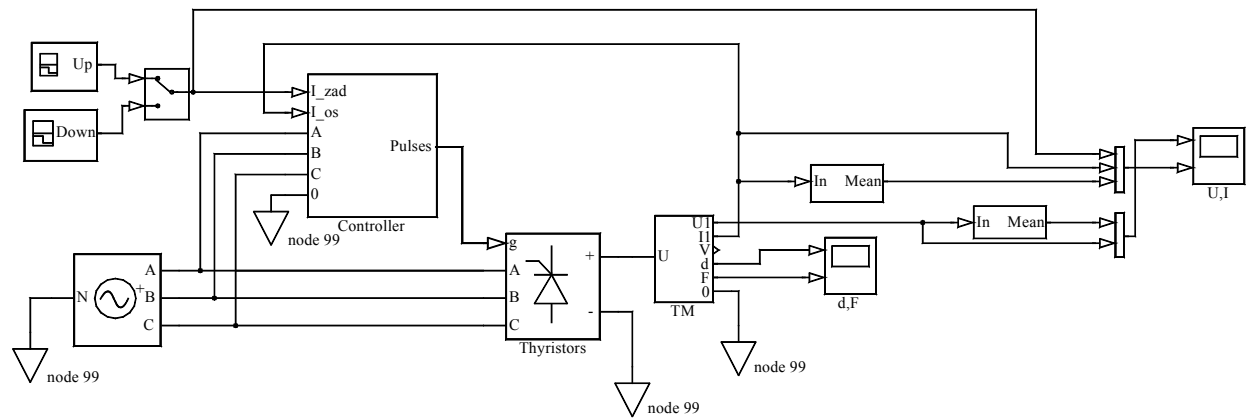


Рис.9. Объединенная модель панели силового управления и привода

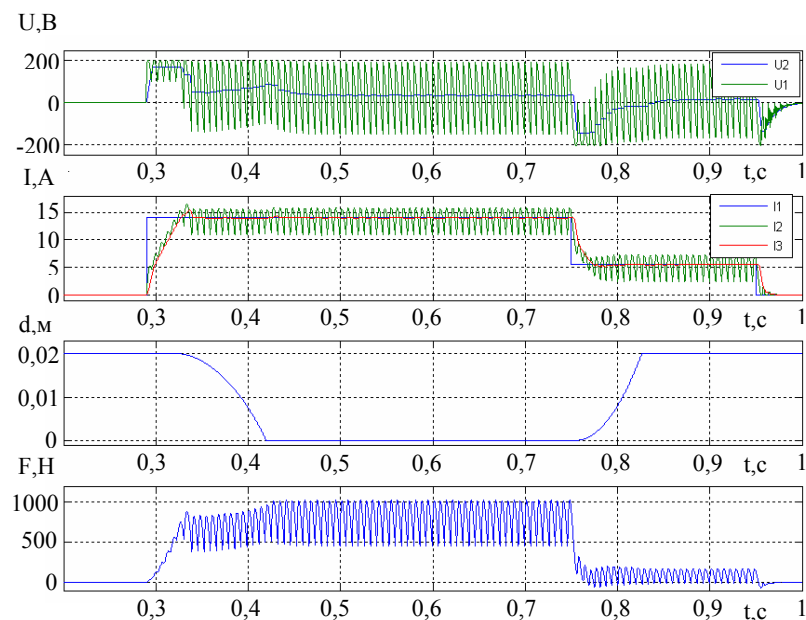


Рис.10. Графики напряжения (U_1), его постоянной составляющей (U_2), тока(I_2), его постоянной составляющей (I_3), задающего сигнала ПЗУ(I_1), величины зазора и силы

Достоинство данного алгоритма заключается в сравнительно простой его реализации. По результатам моделирования скорость плунжера в конце движения снизилась с 0,45 до 0,28 м/с. Время окончания перемещения сместилось всего на 0,03 с. По полученным данным можно судить о качественных эффектах применения адаптивного алгоритма (снижение конечной скорости плунжера и небольшое увеличение времени перемещения). Разработанный алгоритм реализован в макетном образце блока БУ-Ц и должен быть опробован на стенде ОКБ «Гидропресс».

Выводы

Построены математические модели и модели в программе Simulink, достаточно точные для решения задачи разработки перспективной цифровой системы управления. Моделирование уже успешно применялось при проектировании блока БУ-Ц с цифровым управле-

нием. Применение математического моделирования позволило определить характеристики системы управления на ранних стадиях проектирования, оптимизировать алгоритмы управления и т.д.

При совместном моделировании управляющей части и привода сформулированы основные направления развития системы управления (например реализация адаптивного алгоритма и повышение качества регулятора). Рассмотрены процессы, протекающие при перемещении подвижного полюса привода.

Проведена идентификация модели, т.е. исследованы основные процессы, оказывающие влияние на сигналы напряжения и тока электромагнита. Выявлены причины таких явлений, как несимметричность формы пульсаций тока и относительно большие пульсации тока при невысокой скорости нарастания его постоянной составляющей.

На основе анализа полученной модели был также разработан и проанализирован алгоритм адаптивного управления. По результатам моделирования скорость плунжера в конце движения заметно снизилась, а время окончания перемещения сместилось незначительно.

На основании результатов работы разрабатывается цифровой блок управления приводом ШЭМ-3 для 2-го блока Ростовской АЭС. Испытания разработанных алгоритмов будут проведены на стенде ОКБ «Гидропресс» с реальным приводом.

Литература

1. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники: учебник для студентов энергетических и электротехнических вузов / Л. А. Бессонов – 6-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1973. – 752 с. : ил.
2. Солодовников В.В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования: учебное пособие для вузов / В.В. Солодовников, В. Н. Плотников, А. В. Яковлев –М.: Машиностроение, 1985.–536 с.: ил.
3. Ионов И. П. Магнитные элементы дискретного действия. Основы расчета и проектирования : учебное пособие для электротехнических специальностей вузов / И. П. Ионов ; под ред. П. А. Ионкина. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1975. – 320 с. : ил.