

## **2 РАЗРАБОТКА КОМПЛЕКСНОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МЕХАТРОННОГО ПРИВОДА ВТК ДВС**

Для анализа сложных систем с нелинейными характеристиками и нагрузкой широко применяются методы имитационного моделирования, которые позволяют исследовать существующие или вновь создаваемые системы. Такой анализ следует выполнять на этапе проектирования в случае, когда проведение натурных экспериментов либо невозможно, либо нецелесообразно. При этом имитационная модель должна быть полной, удобной в обращении, достоверной и адаптивной, что может быть учтено при использовании объектно-ориентированного программирования, важнейшим элементом которого является модульное построение моделирующей программы.

При проектировании мехатронного привода (рисунок 27) необходимо создание комплексной математической модели мехатронного привода, позволяющей решать следующие задачи:

- определение токовых, тепловых и механических нагрузок на элементы привода;
- имитация объекта управления при разработке способов и алгоритмов функционирования системы управления мехатронным приводом и их комплексная оценка.

Решение этих задач требует создания математического аппарата для представления электромеханических процессов в электромагнитном механизме, тепловых и электрических процессов в системе управления и объединения их в единую модель (рисунок 27) [69]. Модель состоит из блока контроллера, описывающего функции управляющей системы в соответствии с заданным алгоритмом управления по сигналам датчиков состояния объекта управления, силового коммутатора, выполняющего функции преобразования управляющих сигналов модуля контроллера в соответствующий сигнал управления обмотками ЭМ и формирования напряжения форсированного

включения привода, модуля расчета электромагнита с учетом влияния воздействующих факторов, обусловленных силами сопротивления в механической передаче и исполнительном механизме.

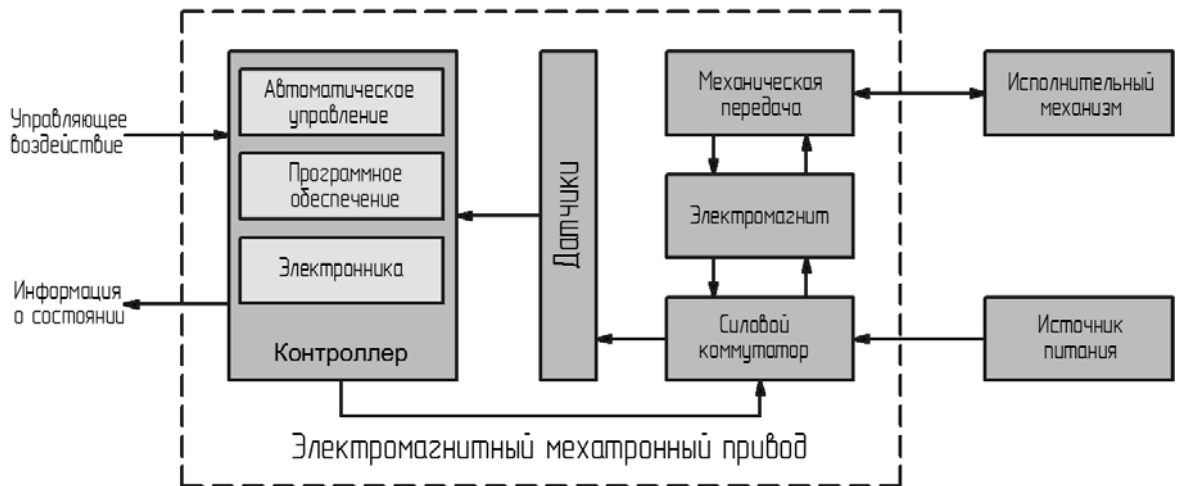


Рисунок 27 – Структурная схема мехатронного привода

Математическое моделирование физических процессов в мехатронном приводе ВТК в динамических режимах, связано с рядом следующих особенностей:

- мехатронный привод клапанов является сложной динамической системой, состоящей из взаимодействующих между собой подсистем – управляющей, электромагнитной и механической;
- используемые в составе мехатронного привода электромагниты являются широко используемыми электромеханическими преобразователями, при исследовании процессов в которых необходимо учитывать насыщение магнитной системы;
- силовые полупроводниковые приборы в цепях статических преобразователей имеют нелинейные характеристики;
- скорость процессов в отдельных подсистемах отличается на несколько порядков;
- при создании мехатронного привода клапанов могут использоваться различные конструктивные решения, кроме того, возможно применение различных вариантов структуры преобразователей электроэнергии для

питания обмоток электромагнитов с разными законами и алгоритмами управления ими.

В связи с этим, для более полного отражения процессов, происходящих в мехатронном приводе необходимо выполнять моделирование электромеханических преобразователей совместно с устройством преобразования электроэнергии (схемой питания электромагнитов) и системой управления из-за высокой степени их взаимного влияния [70]. При этом необходимо учитывать механические процессы в устройстве. Очевидно, что рассмотрение процессов отдельно в электромагнитном приводе клапанов не позволит решить сформулированные выше задачи. Область применения существующих моделей [71, 72] ограничена, в основном, предварительным анализом конструктивных решений и начальными этапами разработки алгоритмов функционирования систем управления.

### **2.1 Математическая модель электромагнитного механизма**

В общем случае модель мехатронного привода (рисунок 27) содержит механическую подсистему и электромагнитную подсистему.

В механической подсистеме описываются тела, шарнирные элементы, силовые факторы (внутренние и внешние), характер движения и др., в электромагнитной и тепловой – конфигурация расчетной области электромагнита, параметры материалов. Каждая подсистема воспринимает как собственные, так и взаимные возмущающие воздействия, связанные с дополнительными физическими явлениями, имеющими место в ней. Например, в механической модели может существовать трение, зависимое или независимое от температуры. Влияние внешних механических факторов учитывается введением в модель генератора возмущающих воздействий.

Основываясь на проведенном в первой главе анализе, в качестве объекта управления была выбрана конструкция ЭМ резонансного типа, представленная на рисунке 28а.

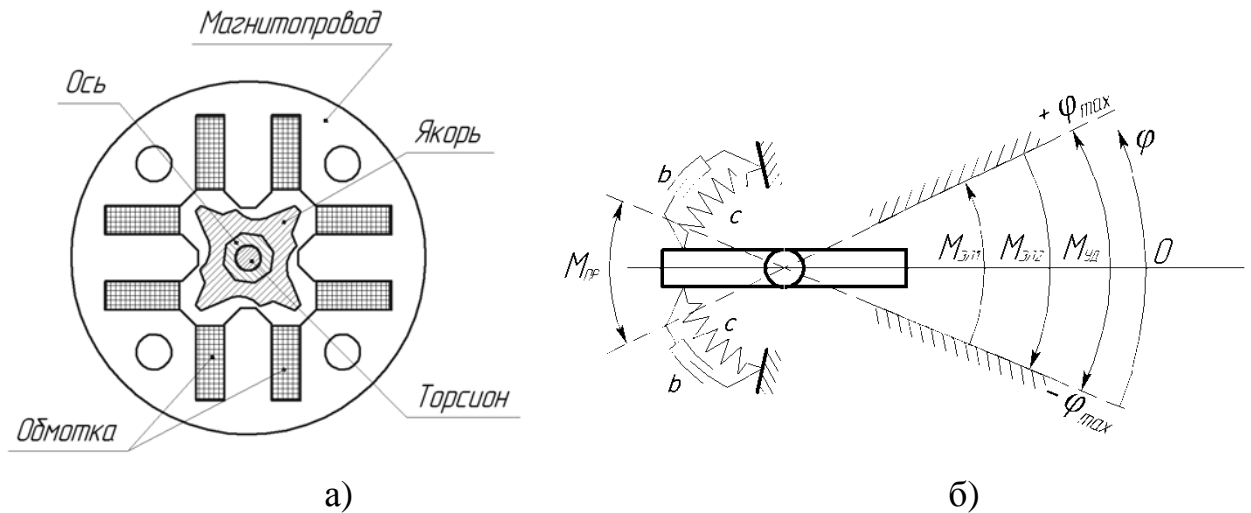


Рисунок 28 – Конструкция ЭМ и его расчетная кинематическая схема

Данная конструкция представляет собой четырехполюсный электромагнитный механизм поворотного типа, состоящий из шихтованного магнитопровода, полюсов с помещенными на них обмотками, якоря, выполненного из композиционного магнитомягкого материала с высоким удельным электрическим сопротивлением [73], который зафиксирован на оси. Внутри оси расположена торсионная пружина, один конец которой имеет жесткую механическую связь с осью и соответственно – якорем, второй с корпусом электромагнитного механизма в котором зафиксирован магнитопровод. Расчетная кинематическая схема электромагнитного механизма приведена на рисунке 28б.

При моделировании электромагнитных процессов рассматриваемое устройство представляется в виде системы магнитосвязанных контуров, взаимное положение которых друг относительно друга может изменяться [74, 75, 76]. Процессы в такой системе описываются системой дифференциальных уравнений относительно потокоцеплений контуров и системой алгебраических уравнений, связывающих токи и потокоцепления этих контуров, в которой единственной независимой непрерывно изменяющейся переменной служит время  $t$ . Система уравнений, описывающая переходные режимы в рассматриваемом электромагнитном приводе, может быть записана в виде [77, 78]:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1(t) = i_1 \cdot R_1 + \frac{d\Psi_1(i_1, \varphi)}{dt}; \\ U_2(t) = i_2 \cdot R_2 + \frac{d\Psi_2(i_2, \varphi)}{dt}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_{\text{эм1}} - M_{\text{эм2}} - M_{\text{прот}}); \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega; \\ \Psi_1 = f(i_1, \varphi); \\ \Psi_2 = f(i_2, \varphi); \\ M_{\text{прот}} = f(\varphi, \omega); \\ M_{\text{эм1}} = f(i_1, \varphi); \\ M_{\text{эм2}} = f(i_2, \varphi), \end{array} \right. \quad (2.1)$$

где  $U_1(t), U_2(t)$  – напряжения, прикладываемые к обмоткам,  $i_1, i_2$  – токи в обмотках ЭМ,  $R_1, R_2$  – сопротивления обмоток,  $\Psi_1, \Psi_2$  – потокосцепления обмоток,  $\omega$  – угловая скорость вращения якоря,  $J$  – момент инерции подвижной части ЭМ,  $M_{\text{эм1}}, M_{\text{эм2}}$  – электромагнитные моменты создаваемые первой и второй обмотками,  $M_{\text{прот}}$  – момент, противодействующий движению якоря,  $\varphi, \omega$  – угол поворота и скорость якоря.

Для решения системы дифференциальных уравнений (2.1) использована вычислительная схема, приведенная в [79]. При этом, для определения потокосцеплений и токов магнитосвязанных контуров на каждом шаге моделирования организуется итерационный процесс, состоящий из двух этапов. На первом, одним из методов численного решения систем дифференциальных уравнений для электрической цепи ЭМ, определяются значения потокосцеплений контуров на следующем шаге. Затем решается система алгебраических уравнений для потокосцеплений обмоток ЭМ и определяются значения токов, соответствующие найденным значениям потокосцеплений. Итерационный процесс заканчивается, когда значения токов на двух последующих итерациях не превышают заданной погрешности их вычисления. В качестве начальных условий для каждого контура задаются значения токов или потокосцеплений, значения остальных переменных получаются при решении системы уравнений.

Для построения модели электромагнитного механизма, с учетом принятого подхода, рассматриваемое устройство представлялось в виде системы двух магнитосвязанных контуров, соответствующих обмоткам ЭМ [80]. На рисунке 29 приведены расчетные электрические схемы этих контуров. Считается, что каждый из контуров имеет активное сопротивление ( $R_1, R_2$ ), источник ЭДС  $\frac{d\Psi_1}{dt}, \frac{d\Psi_2}{dt}$ .

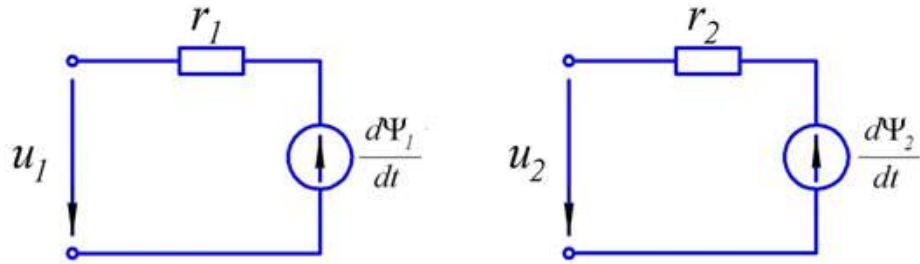


Рисунок 29 – Расчетные электрические схемы замещения обмоток ЭМП

Уравнения Кирхгофа для мгновенных значений токов и потокосцеплений контуров обмоток имеют вид

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_1}{dt} = u_1 - i_1 r_1; \\ \frac{d\Psi_2}{dt} = u_2 - i_2 r_2. \end{cases} \quad (2.2)$$

Взаимосвязь между потокосцеплениями и токами контуров определяется уравнениями вида

$$\begin{cases} \Psi_1 = g_1(i_1, i_2, \varphi); \\ \Psi_2 = g_2(i_1, i_2, \varphi); \end{cases} \quad (2.3)$$

Совместное решение систем уравнений (2.2) и (2.3) позволяет получить мгновенные значения токов и электромагнитной силы [79].

Особенностями рассматриваемой магнитной системы электромагнитного механизма ВТК является то, что она имеет сложную конфигурацию, значительное количество областей с током, а также рабочий воздушный зазор. В этом случае более эффективным по сравнению с другими методами является метод конечных элементов. Метод конечных элементов позволяет достаточно точно учитывать сложность геометрии

электромагнита, наличие областей с различными источниками поля, с нелинейными параметрами и характеристиками. Для определения семейства статических характеристик потокоцепления  $\Psi = f(i, \varphi)$  и электромагнитного момента  $M_{\text{эм}} = f(i, \varphi)$  при различных значениях тока и угла поворота якоря ЭМ, использовался программный пакет расчета электромагнитного поля методом конечных элементов *FEMM* [81].

При моделировании электромагнитных процессов в резонансном ЭМ ВТК, принимаются следующие ограничения и допущения [82]:

- магнитное поле считается плоскопараллельным;
- магнитное поле за пределами расчетной области отсутствует;
- кривые намагничивания ферромагнитных материалов однозначны;
- материал магнитопровода изотропный (свойства материала по всем направлениям одинаковы), гистерезис не учитывается, то есть свойства ферромагнитных материалов по всем направлениям описываются основной кривой намагничивания  $B = f(H)$ ;
- токи равномерно распределены по токонесущим областям.

На рисунке 30 представлена расчетная область ЭМП, с заданными материалами элементов конструкции с разбиением расчетной области магнитной системы на конечные элементы.

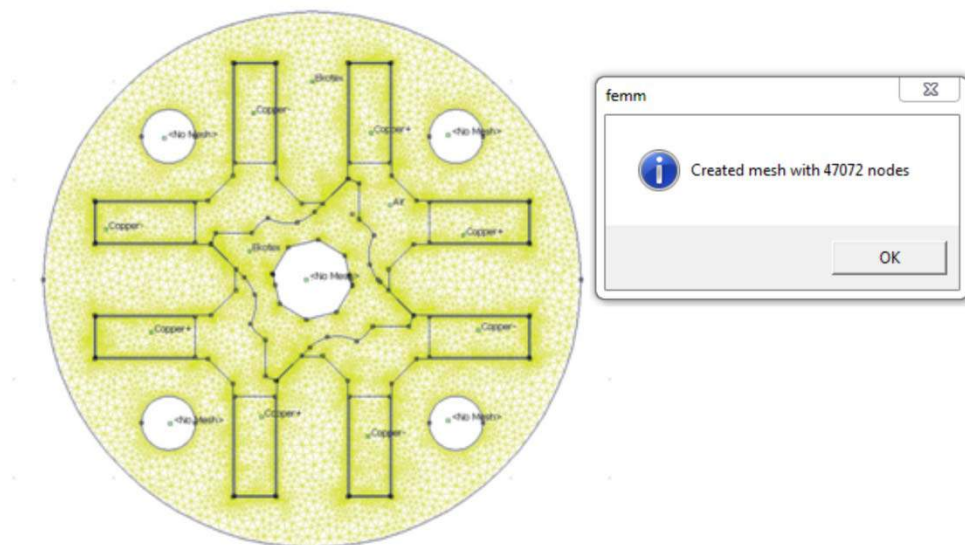
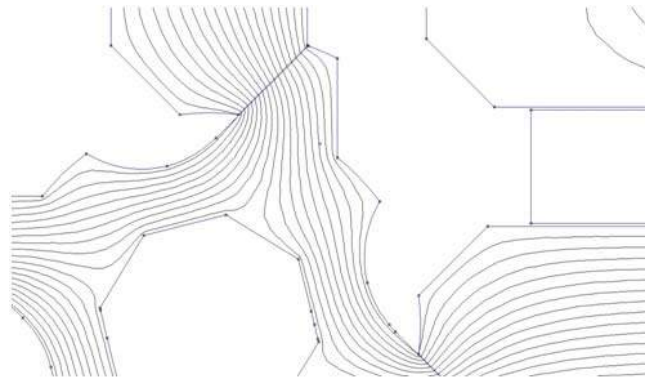
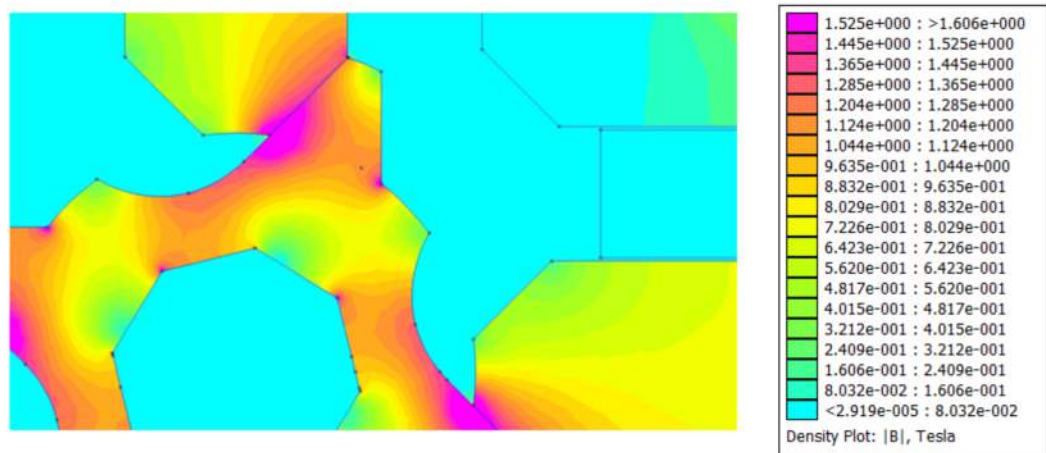


Рисунок 30 – Расчетная область с разбиением на треугольные элементы

На рисунке 31 представлено распределение эквипотенциалей магнитного поля (а) и распределение магнитной индукции (б). Расчет проводился для статического режима электромагнита, с минимальным воздушным зазором между якорем и сердечником.



а)

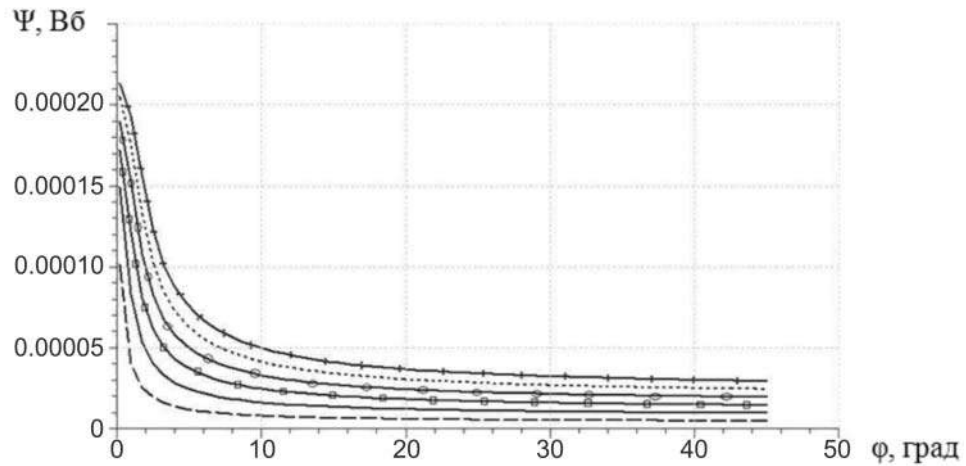


б)

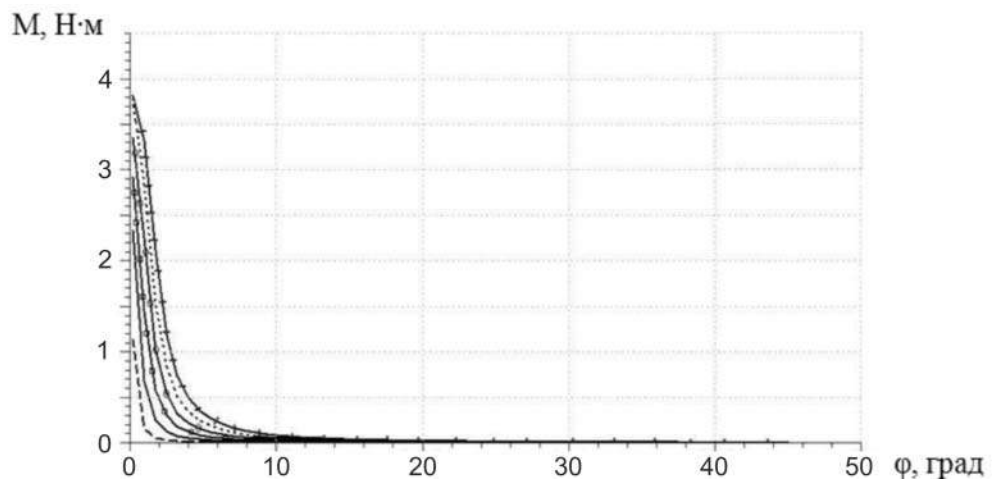
Рисунок 31 – Линии равного векторного магнитного потенциала (а) и распределение магнитной индукции (б) в области рабочего воздушного зазора

Расчетные статические характеристики потокоцепления от тока  $\Psi = f(i, \delta)$  и электромагнитного момента от тока  $M_{эм} = f(i, \delta)$  при изменении величины угла поворота якоря от -22,5 до 22,5 градусов с шагом  $\Delta\varphi = 1,875$  градуса приведены на рисунке 32.





а)



б)

Рисунок 32 – Статические характеристики  $\Psi = f(i, \delta)$  а) и электромагнитного момента от тока  $M_{\text{эм}} = f(i, \delta)$  б), при изменении величины угла поворота якоря

В соответствии с кинематической схемой (рисунок 28), в процессе движения к якорю приложены следующие усилия: электромагнитные моменты  $M_{\text{эм}}$ , создаваемые обмотками электромагнита, момент противодействующей торсионной пружины  $M_{\text{пр}}$ , момент трения  $M_{\text{тр}}$ , возникающий в подшипниковых опорах оси вращения, а так же момент реакции полюса электромагнита при соударении якоря  $M_{\text{уд}}$ . Тогда дифференциальное уравнение движения ЭМ механизма системы уравнений

(2.1), с учетом направлений действия моментов, обозначенных на рисунке 28б, имеет вид:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_{\text{эм1}} - M_{\text{эм2}} - M_{\text{пр}} - M_{\text{тр}} \pm M_{\text{уд}}).$$

Противодействующий момент обусловлен применением в конструкции торсионной пружины, характеристика которой имеет вид (рисунок 33):

$$M_{\text{пр}} = c \cdot \varphi,$$

где  $c$  – угловая жесткость пружины.

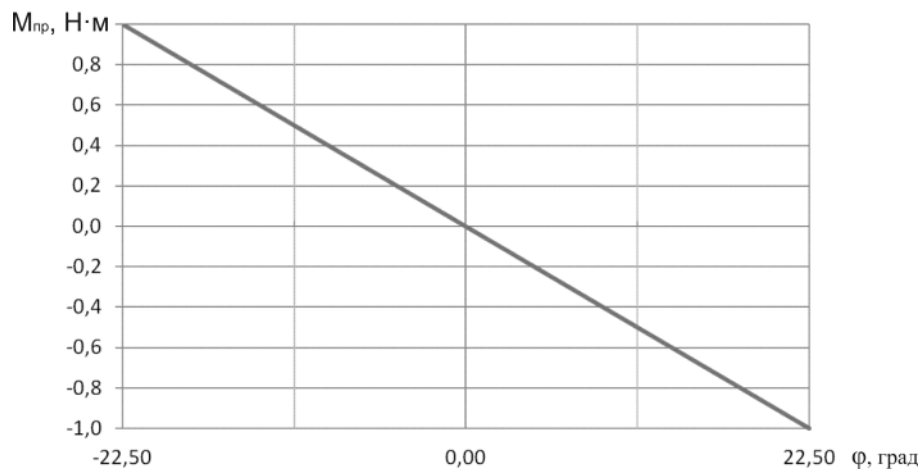


Рисунок 33 – Противодействующая характеристика торсионной пружины ЭМ

При движении якоря резонансного ЭМ имеют место высокие значения угловых скоростей движения якоря, в связи с чем, существует возможность соударения якоря о полюс и клапана о седло в крайних положениях хода. Так как два сталкивающихся тела, на которые не действуют внешние силы со стороны других тел, представляют собой замкнутую систему, то к ним применим закон сохранения импульса. В связи с тем, что процесс соударения длится очень короткое время, его можно рассматривать как мгновенное изменение скоростей соударяющихся тел. Удар можно характеризовать некоторым средним моментом [37, 83]:

$$M_{\text{уд}} = \frac{J \cdot \omega_0}{t_{\text{уд}}} \cdot k,$$

где  $\omega_0$  – скорость в момент соударения,  $t_{уд}$  – время удара,  $k$  – коэффициент восстановления.

Продолжительность удара и коэффициент восстановления зависят от условий удара, от формы и размеров соударяющихся тел, и в каждом конкретном случае должны определяться экспериментально.

Коэффициент восстановления можно определить как

$$k = \frac{\omega_1}{\omega_0} = \sqrt{\frac{H'}{H}}, \text{ где } \omega_1 - \text{ скорость после соударения, } H, H' - \text{ высота}$$

падения и высота отскока соответственно.

Рассмотрим процесс трения качения, возникающего во время движения поворота оси якоря в подшипниковых опорах. Приблизительно оценить момент трения при действии результирующей нагрузки, не превышающей 10-20% динамической грузоподъемности подшипника, можно по формуле [84]

$$M_{тр} = f_{тр} \cdot F_{рез} \cdot \frac{d}{2}$$

где  $f_{тр}$  – приведенный коэффициент трения (в зависимости от условий работы и типа подшипника),  $F_{рез}$  – результирующая нагрузка на подшипник, Н;  $d$  – диаметр отверстия подшипника, мм.

При более точных расчетах момент трения для шарикоподшипников определяют как сумму составляющих моментов от нагрузки  $M_{нг}$  и от смазочного материала  $M_{сг}$  [84]:

$$M_{тр} = M_{нг} + M_{сг} = k_1 \cdot \left(\frac{P_0}{C_0}\right)^k \cdot \left(\frac{1.1 \cdot F_a}{e} - 0.1 \cdot F_r\right) \cdot D_{pw} + 0.979 \cdot 10^{-10} \cdot$$

$$f_{см} \cdot \left(\nu \cdot \frac{60 \cdot \omega}{2\pi}\right)^{\frac{2}{3}} \cdot D_{pw}^3 = b_1 + b_2 \cdot (b_3 \cdot \omega)^{\frac{2}{3}},$$

Составляющая момента трения, обусловленная условиями нагружения,

$$M_{нг} = f_1 \cdot F_1 \cdot D_{pw},$$

где коэффициенты  $k_1, k$  для шариковых подшипников приведены в [84],  $P_0$  – статическая нагрузка,  $C_0$  – статическая грузоподъемность,  $F_a$  – осевая нагрузка, коэффициент  $e$  выбирают справочным данным на подшипник,  $F_r$  – радиальная нагрузка,  $D_{pw}$  – диаметр окружности,

проходящей по центрам тел качения,  $f_{см}$  - коэффициент, зависящий от типа подшипника и способа смазывания [84],  $\nu$  - кинематическая вязкость смазочного материала, мм<sup>2</sup>/с;  $\omega$  – угловая скорость вращения, частота вращения.

Кинематическую вязкость пластичных смазочных материалов принимают по маслу, на основе которого изготавливают этот материал.

С учетом выше изложенного система уравнений (1), описывающая полную математическую модель резонансного ЭМ, имеет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1(t) = i_1 \cdot R_1 + \frac{d\Psi_1(i_1, \varphi)}{dt}; \\ U_2(t) = i_2 \cdot R_2 + \frac{d\Psi_2(i_2, \varphi)}{dt}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_{эм1} - M_{эм2} - M_{пр} - M_{тр} \pm M_{уд}); \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega(t); \\ \Psi_1 = f(i_1, \varphi); \\ \Psi_2 = f(i_2, \varphi); \\ M_{пр} = c \cdot \varphi; \\ c = \frac{\pi D^4}{32 \cdot l \cdot G(T)}; \\ R_1 = R_0 \cdot (1 + \alpha_T \cdot T_1); \\ R_2 = R_0 \cdot (1 + \alpha_T \cdot T_2); \\ M_{тр} = b_1 + b_2 \cdot (b_3 \cdot \omega)^{\frac{2}{3}}; \\ M_{эм1} = f(i_1, \varphi); \\ M_{эм2} = f(i_2, \varphi); \\ M_{уд} = \begin{cases} \frac{J \cdot \omega_0}{t_{уд}} \cdot k, & \text{при } |\varphi| = \varphi_{max} \\ 0, & \text{при } \varphi_{min} < \varphi < \varphi_{max} \end{cases}, \end{array} \right. \quad (2)$$

Структурная схема математической двухобмоточного ЭМ привода ВТК, с учетом взаимодействия электрической, магнитной и механической подсистем, представлена на рисунке 34.

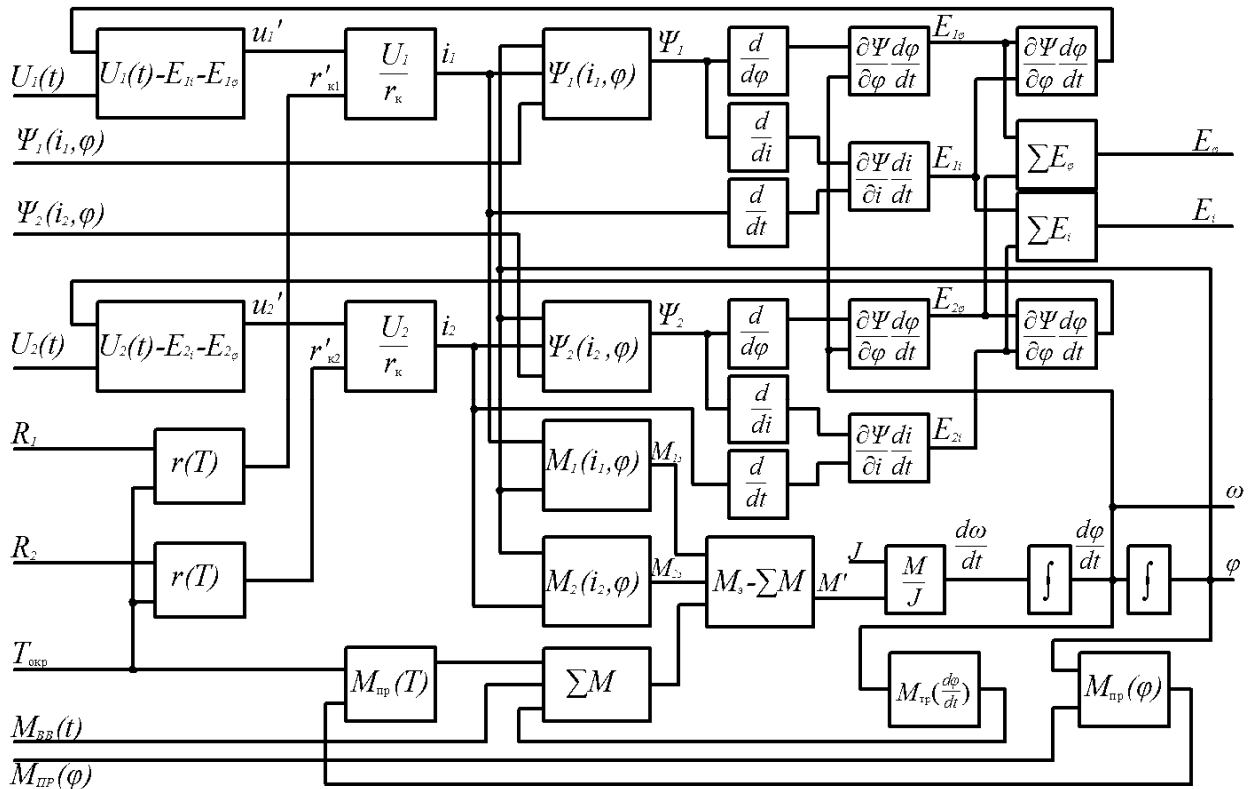


Рисунок 34 – Структурная схема математической модели  
электромагнитного привода

## 2.2 Математическая модель силового коммутатора

Для обеспечения требуемого закона изменения тока в обмотках управления наряду с устройством формирования алгоритма управления (микроконтроллера) необходимо применять преобразователь, обеспечивающий заданное изменение тока. Силовой коммутатор СК осуществляет непосредственно коммутацию обмоток ЭМ в соответствии с сигналами управления.

Силовой коммутатор системы управления мехатронного привода ВТК ДВС, в соответствии с требованиями, предъявляемыми со стороны ЭМ, должен обеспечивать следующие режимы работы:

- 1) формирование тока заданной величины в открывающих обмотках от основного источника электропитания;

2) формирование тока заданной величины в открывающих обмотках, от источника питания повышенного напряжения для осуществления форсированного нарастания тока в обмотке ЭМ;

3) формирование тока заданной величины в закрывающих обмотках от основного источника электропитания;

4) формирование тока заданной величины в закрывающих обмотках от источника питания повышенного напряжения для осуществления форсированного нарастания тока в обмотке ЭМ;

5) формирование обратного тока заданной величины в закрывающих и открывающих обмотках от основного и повышенного источников электропитания;

6) формирование повышенного напряжения для форсированного включения ЭМ за счет запасенной энергии обмоток управления;

7) измерение тока в обмотках ЭМ и напряжения на них, а так же контроль уровня напряжения форсированного включения ЭМ.

Структурно-функциональная схема модели силового коммутатора для питания ЭМ клапана ВТК приведена на рисунке 35.

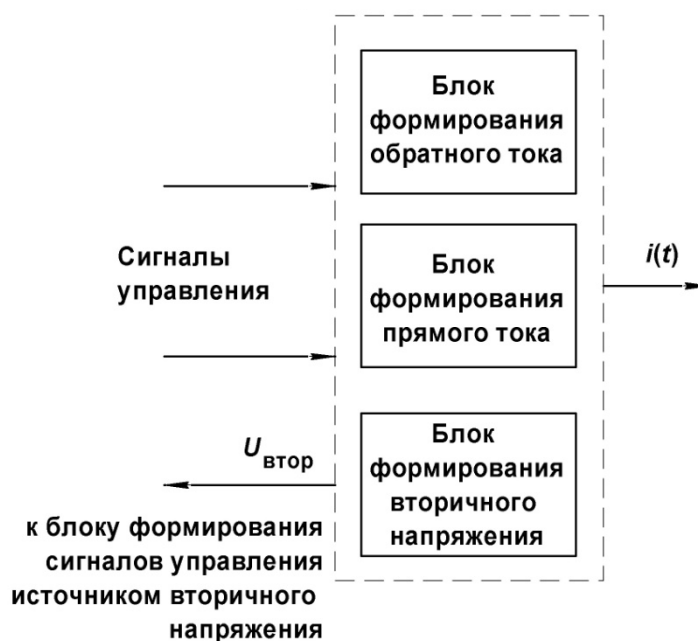


Рисунок 35 - Структурно-функциональная схема силового коммутатора для питания ЭМ клапана ВТК

В результате проведенного анализа научно-технической и патентной литературы были выявлены наиболее оптимальные силовые схемы устройств управления [85, 86]. Схемы обеспечивают формирование уровней форсированного напряжения при коммутации обмоток ЭМ и работают по принципу повышающего преобразователя за счет использования индуктивной энергии, накапливаемой в обмотках ЭМ. В соответствии с этим была предложена модификация прототипа схемы [87]. Отличием модифицированной схемы является то, что параллельно цепи заряда накопительного конденсатора подключен дополнительный транзистор, позволяющий, для стабилизации времени трогания, формировать в обмотке электромагнита ток обратной полярности. Модифицированная схема СК представлена на рисунке 36.

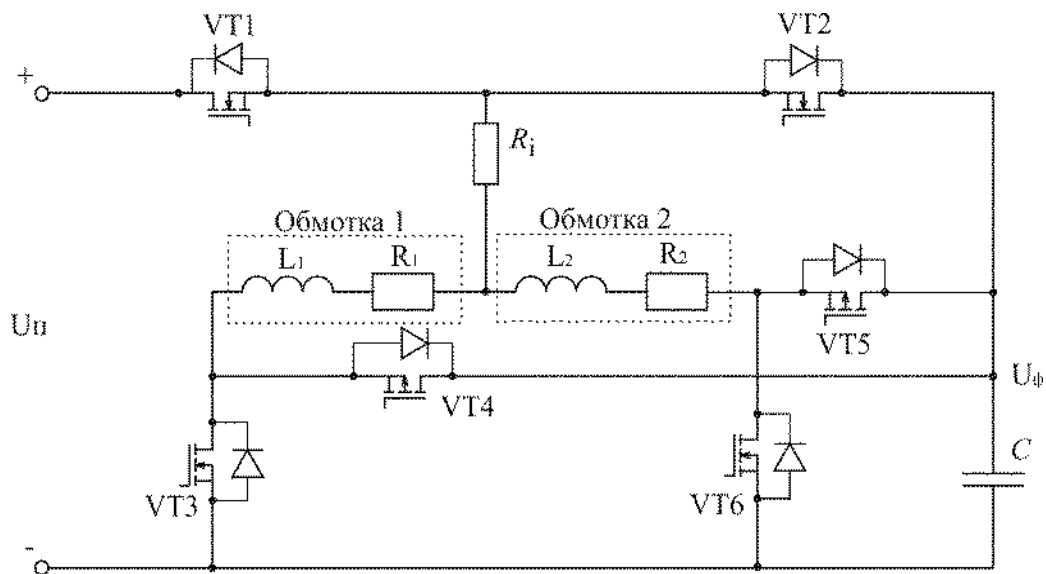


Рисунок 36 – Схема силового коммутатора

Предложенная схема силового коммутатора работает следующим образом: в режиме формирования тока заданной величины в обмотке управления ЭМ  $L_1R_1$  ( $L_2R_2$ ) от основного источника напряжения  $U_n$  подается сигнал отпирания ключевого элемента  $VT1$  и  $VT3$  (для формирования тока в обмотке 1) или  $VT6$  (для формирования тока в обмотке 2), в результате чего, в соответствующей обмотке ЭМ по экспоненциальному закону нарастает ток. При достижении тока заданной

величины, подается сигнал закрытия ключевого элемента  $VT3$  ( $VT6$ ) в результате чего, по цепи  $L_1 R_1$ , диод  $VT4$ ,  $C$ ,  $U_{\pi}$ ,  $R_i$  ( $L_2 R_2$ , диод  $VT5$ ,  $C$ ,  $U_{\pi}$ ,  $R_i$ ), происходит спад тока соответствующей обмотки ЭМ. При этом напряжение на конденсаторе  $C$  изменяется на величину:

$$U_c = \frac{1}{C} \int_0^i i(t) dt,$$

где  $C$  - емкость конденсатора. Действительное значение тока обмоток ЭМ определяется по падению напряжения на измерительном шунте  $R_i$ . Таким образом, при формировании широтно-модулированного сигнала управления ключевыми элементами  $VT3$ ,  $VT6$  в обмотках ЭМ формируется требуемая характеристика изменения тока от времени.

При достижении величины напряжения на конденсаторе  $C$  заданного значения форсированного напряжения включения  $U_c > U_{\phi} + \Delta U$ , закрывается ключ  $VT1$  и подается сигнал отпирания ключевого элемента  $VT2$ . Дальнейшее формирование тока в обмотках ЭМ производится от источника напряжения конденсаторного типа с напряжением  $U_c$ , за счет чего осуществляется снижение энергопотребления ЭМ от первичного источника напряжения. Таким образом, формирование уровня вторичного напряжения осуществляется за счет накопления в конденсаторной батарее  $C$  индуктивной энергии обмоток управления в момент закрытия ключей  $VT3$ ,  $VT6$  через встроенный диод ключей  $VT4$ ,  $VT5$ . При снижении напряжения на емкости  $U_c < U_{\phi} - \Delta U$  закрывается ключ  $VT2$  и подается сигнал отпирания ключевого элемента  $VT1$  и формирование тока ЭМ осуществляется от основного источника электропитания с накоплением заряда на конденсаторе  $C$  при коммутации обмоток ЭМ.

Режим форсированного включения ЭМ полностью аналогичен режиму формирования прямого тока со следующим отличием: для управления обмотками от источника вторичного напряжения на затвор транзистора  $VT2$  должен быть подан отпирающий сигнал ( $VT1$  необходимо закрыть).



В режиме формирования импульса обратного тока заданной длительности, необходимо подать отпирающий импульс управления на ключевой элемент  $VT1$  ( $VT2$  должен быть закрыт) и  $VT4$  или  $VT5$  в соответствии с требуемой обмоткой управления.

В схеме предусмотрены также датчики определения величин напряжения на обмотках управления для возможности определения времени трогания ЭМП.

Статические преобразователи (СПП), являющиеся наиболее важной составной частью системы преобразования электроэнергии, имеют в своем составе полупроводниковые приборы различных типов, дроссели, конденсаторы, резисторы. От степени адекватности моделей реальным процессам во многом зависит точность моделирования и возможность использования полученной модели для анализа различных режимов работы рассматриваемой системы. Учитывая, что СПП являются основными элементами СК, вопрос о точности представления процессов в них приобретает особую важность [88].

В современных статических преобразователях большой мощности преимущественно используются *MOSFET*- или *IGBT*-транзисторы. Фирмы-производители предлагают различные варианты моделей разработанных ими приборов. Использование их при моделировании усложняет модели преобразователей и требует значительных затрат вычислительных ресурсов. Кроме того, моделирование конкретного полупроводникового прибора требует информации по большому количеству его специфических параметров, для получения которых необходимо выполнять дорогостоящие исследования. В процессе проектирования СК для управления электромагнитными приводами возникают задачи, связанные с определением токовых нагрузок элементов схемы и прикладываемых к ним напряжений, оценкой тепловых потерь, задача анализа процессов переключения СПП не ставится. Поэтому в рассматриваемых моделях устройств преобразования электроэнергии СПП представляется в виде

ключевых элементов, имеющих малое сопротивление в открытом состоянии и большое – в закрытом, и мгновенно переключающихся из одного состояния в другое. Проведенный анализ, показал, что такая замена позволяет с достаточной точностью получать интегральные характеристики, такие как действующие значения токов и напряжений, а также их мгновенные значения. Потери в СПП в этом случае также определяются с достаточной для практических целей точностью [79]. Полученные при этом количественные характеристики могут быть использованы для анализа взаимодействия различных элементов системы преобразования электроэнергии.

На рисунке 37 представлена схема замещения силового полевого транзистора с изолированным затвором (MOSFET) и встроенным обратным диодом [89]. Модель MOSFET транзистора состоит из последовательно включенных резистора  $R_{on}$ , ключа  $SW$ , параллельно включенных индуктивности  $L_{DON}$  диода, резистора  $R_{DON}$ , источника напряжения  $U_f$  и блока логики, управляющего работой ключа диода  $SW_D$ .

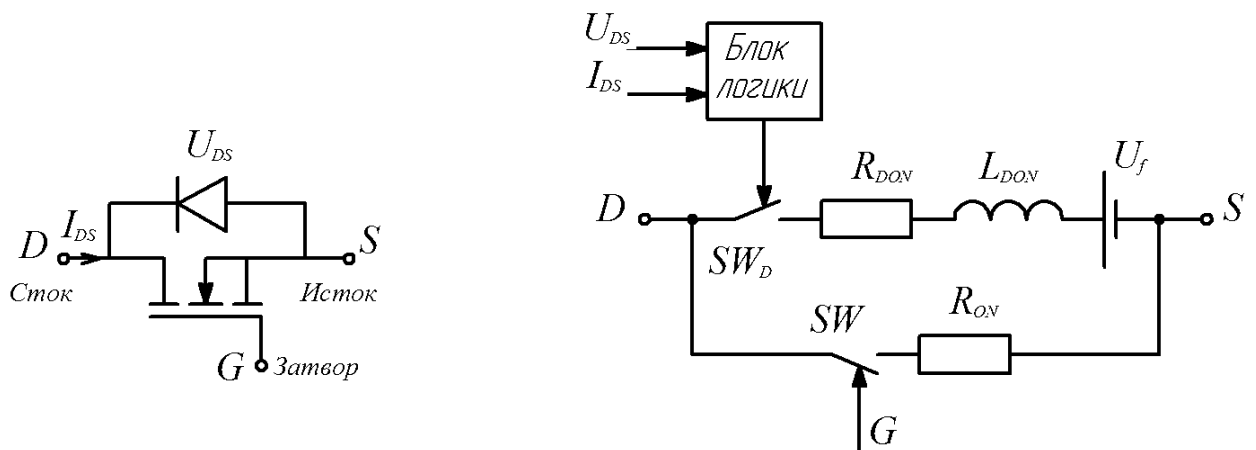


Рисунок 37 - Схема замещения MOSFET транзистора со встроенным обратным диодом

Включение транзистора происходит при условии, если напряжение сток-исток положительное  $U_{DS} > 0$  и на затвор подан положительный сигнал  $U_G > 0$ , при этом ключ  $SW$  замыкается сопротивление ключа равно значению  $R_{ON}$ . Выключение происходит при уменьшении сигнала на затворе до нуля.

При возникновении отрицательного напряжения сток-исток транзистор находится в выключенном состоянии, а ток проводит обратный диод. Модель полупроводникового диода состоит из последовательно включенных индуктивности  $L_{DON}$  диода, резистора  $R_{DON}$ , источника напряжения  $U_f$  и блока логики, управляющего работой ключа диода. Модель диода имеет вольт-амперную характеристику, показанную на рисунке 38.

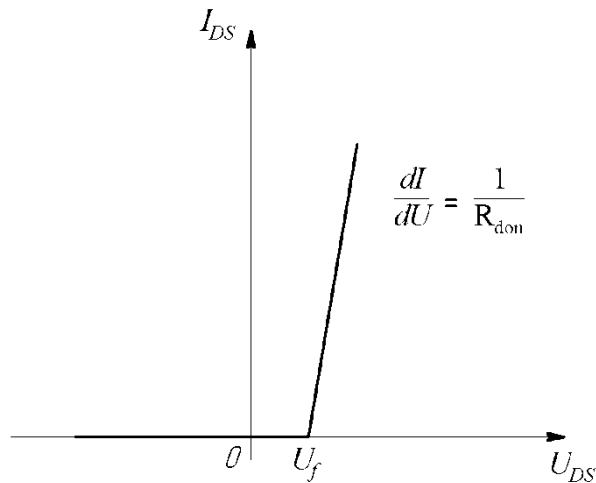


Рисунок 38 – Вольт-амперная характеристика модели полупроводникового диода

Блок логики работает следующим образом: при условии положительного напряжения, приложенного к диоду  $U_{DS} < 0$  происходит замыкание ключа  $SW_D$  и через него протекает ток (диод открыт). Размыкание ключа, соответственно выключение диода, происходит при условии снижения тока через диод до нуля. В случае, если к диоду приложено отрицательное напряжение  $U_{DS} > 0$  диод остается закрытым.

Таким образом, напряжение сток-исток, в зависимости от состояния транзистора, в случае, когда напряжение сток-исток положительно и на затвор подан управляющий сигнал, будет равно

$$U_{DS} = I \cdot R_{ON}.$$

В случае, когда напряжения сток-исток меньше нуля:

$$U_{DS} = I \cdot R_{DON} - U_f + L_{DON} \frac{di}{dt}.$$

При моделировании конденсаторов необходимо учитывать величины токов утечки и сопротивление в местах контактов. В соответствии с этим расчетная схема конденсатора имеет вид, приведенный на рисунке 39 [90]. Схема замещения состоит из конденсатора емкостью  $C$ , последовательно включенного резистора  $R_k$ , соответствующего переходному контактному сопротивлению и параллельно включенного резистора  $R_{дп}$ , характеризующего величину диэлектрических потерь конденсатора.

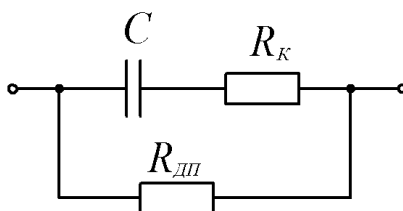


Рисунок 39 – Схема замещения конденсатора.  $R_k$  – сопротивление в местах контакта;  $C$  – емкость конденсатора;  $R_{дп}$  – сопротивление, учитывающее диэлектрические потери в конденсаторе

Для моделирования процессов в силовом преобразователе можно использовать различные варианты построения математических моделей (ММ) и различные численные методы. Учитывая специфику работы силового преобразователя при работе в составе рассматриваемого устройства необходимо, чтобы ММ этих устройств отвечали следующим требованиям:

- выбранная модель должна обеспечивать автоматическое формирование системы уравнений силовой схемы преобразователя после каждой коммутации любого СПП;
- при формировании ММ должна учитываться нелинейность вольт-амперных характеристик СПП, а также параметров других элементов схемы;
- ММ должна позволять вносить изменения в структуру и параметры СПП без значительных изменений моделирующей программы.

Наиболее подходящими для решения подобных задач являются методы, в которых моделируемое устройство представляется одной схемой

на протяжении всего процесса моделирования, причем компоненты схемы имеют переменные параметры. В процессе реализации таких моделей основные затруднения возникают при автоматическом формировании дифференциальных уравнений и последующем их приведении к нормальной форме Коши, что необходимо при использовании численных методов интегрирования. Поэтому наиболее целесообразно применять методы, которые выполняют эти операции автоматически или вообще исключают запись дифференциальных уравнений в явном виде. К их числу относится метод динамического синтеза электрических цепей [74, 76], являющийся адаптацией метода дискретных моделей. Он принят в качестве основного расчетного метода. Моделирование выполнялось согласно методике [79]. Для решения дифференциальных уравнений электрической цепи, содержащей реактивные элементы (индуктивности и емкости), использован неявный метод Эйлера [74, 76], который сохраняет устойчивость даже при больших значениях шага моделирования. Для расчета необходимо вывести уравнения связи между последующими  $u_{j+1}$ ,  $i_{j+1}$  и предыдущими  $u_j$ ,  $i_j$  значениями токов и напряжений. Параметры с индексом  $j + 1$  являются искомыми в момент времени  $t_{j+1}$ , тогда как параметры с индексом  $j$  уже известны в этот момент.

Уравнение связи для идеальной емкости составляется с учетом уравнения двухполюсника  $i = C du/dt$  (при  $C = \text{const}$ ). С учетом того, что при использовании метода Эйлера

$$\frac{du}{dt} = \frac{u_{j+1} - u_j}{t_{j+1} - t_j} = \frac{u_{j+1} - u_j}{\Delta t},$$

можно найти ток, протекающий в момент времени  $t_{j+1}$ :

$$i_{j+1} = C \frac{u_{j+1} - u_j}{\Delta t} = \frac{C}{\Delta t} u_{j+1} - \frac{C}{\Delta t} u_j.$$

Первый член уравнения характеризует ток в элементе цепи с проводимостью  $G$  при напряжении  $u_{j+1}$ . Второй член уравнения можно интерпретировать как ток идеального источника тока.

На рисунке 40 приведена схема замещения идеальной емкости для момента времени  $t_{j+1}$ . Параметры двухполюсника могут быть определены из выражений:

$$G_{j+1} = \frac{C}{\Delta t}; \quad I_{j+1} = -\frac{C}{\Delta t} u_j,$$

где  $G_{j+1}$  – эквивалентная проводимость двухполюсника для момента времени  $t_{j+1}$ ;  $\Delta t$  – шаг интегрирования;  $C$  – величина емкости;  $I_{j+1}$  – эквивалентный ток источника тока в момент времени  $t_{j+1}$  для случая  $C = \text{const}$ ;  $u_j$  – напряжение на емкости  $C$  в момент времени  $t_j$ .

Эта схема является дискретной моделью токового контура (*discrete circuit model*).

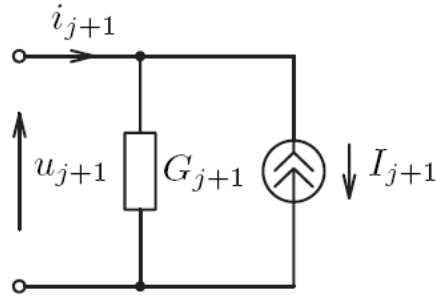


Рисунок 40 – Схема замещения (дискретная токовая модель) идеальной емкости

Аналогично определяются параметры схемы замещения идеальной индуктивности  $L = \text{const}$ . С учетом уравнения двухполюсника  $u = L di/dt$  в момент времени  $t_{j+1}$  напряжение на нем:

$$u_{j+1} = L \frac{i_{j+1} - i_j}{\Delta t} = \frac{L}{\Delta t} i_{j+1} - \frac{L}{\Delta t} i_j.$$

Первый член в правой части уравнения характеризует падение напряжения, вызванное током  $i_{j+1}$  в активном сопротивлении  $R$ , а второй член может быть интерпретирован как линейный источник тока (рисунок 41):

$$G_{j+1} = \frac{1}{R_{j+1}} = \frac{\Delta t}{L}; \quad I_{j+1} = -\frac{E_{j+1}}{R} = i_j.$$

где  $R_{j+1}$ ,  $E_{j+1}$  – эквивалентные значения сопротивления двухполюсника и э.д.с. источника напряжения в соответствующие моменты времени;  $L$  – значение моделируемой индуктивности;  $i_j$  – ток через индуктивность  $L$  в момент времени  $t_j$ .

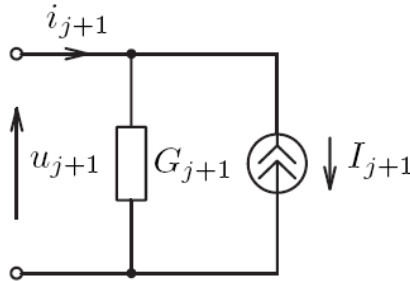


Рисунок 41 – Схема замещения (дискретная токовая модель) индуктивности

Исходная схема, содержащая активные и реактивные элементы, а также полупроводниковые приборы, на каждом шаге моделирования приводится к линейной электрической цепи (мгновенной схеме замещения), параметры которой определяются исходя из режима работы и состояния элементов схемы. Для расчета данной цепи на ЭВМ, был использован метод узловых потенциалов [91, 92]. Одним из основных преимуществ этого метода является то, что он практически не требует предварительной подготовки информации по топологии схемы. Кроме того, метод узловых потенциалов достаточно просто программируется и численно устойчив.

Потенциал одного из узлов схемы принимается равным нулю, а потенциалы остальных  $n$  узлов могут быть найдены из системы линейных уравнений, которую в матричной форме можно записать в виде:

$$\underline{g}^y \underline{\varphi} = \underline{J}^y,$$

где матрица узловых проводимостей схемы:

$$\underline{g}^y = \begin{bmatrix} g_{11} & -g_{12} & \cdots & -g_{1n} \\ -g_{21} & g_{22} & \cdots & -g_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -g_{n1} & -g_{n2} & \cdots & g_{nn} \end{bmatrix};$$

вектор-столбец узловых потенциалов схемы:

$$\underline{\varphi} = [\varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_n]^T ;$$

вектор-столбец узловых токов

$$\underline{J}^y = [J_1^y \quad J_2^y \quad \dots \quad J_n^y]^T ,$$

его элементы определяются следующим образом:

$$J_i^{(y)} = J_i + \sum_j E_{ij} g_{ij} ,$$

здесь  $\sum_j J_{ij}$  – сумма токов источников тока, подходящих к узлу с номером  $i$ ;

$\sum_j E_{ij} g_{ij}$  – произведение э.д.с. и проводимостей ветвей, подходящих к узлу  $i$ .

Матрицу узловых проводимостей можно составить непосредственно по соответствующей схеме цепи по формуле:

$$\underline{g}^{(y)} = \underline{A} \underline{g} \underline{A}^T ,$$

где  $\underline{A}$  – матрица соединений схемы или ее ориентированного графа размера  $n \times m$  ( $n$  – число узлов,  $m$  – число ветвей схемы), составляемая по следующему правилу:

$$A_{i,j} = \begin{cases} 0, & \text{если ветвь с номером } j \text{ не соединена с узлом } i; \\ 1, & \text{если ветвь с номером } j \text{ выходит из узла } i; \\ -1, & \text{если ветвь с номером } j \text{ входит в узел } i. \end{cases}$$

$\underline{g}$  – диагональная матрица размера  $m$  проводимостей ветвей.

Для проведения математического моделирования, принципиальную схему силового преобразователя (рисунок 36) необходимо преобразовать к расчетной схеме замещения. Для этого элементы схемы, такие как емкость и индуктивность, заменяются на соответствующие им схемы замещения, мощные полупроводниковые транзисторы – на идеальные ключи с фиксированной величиной сопротивления в открытом и закрытом состоянии.

Расчетная схема силового преобразователя представлена на рисунке 42.



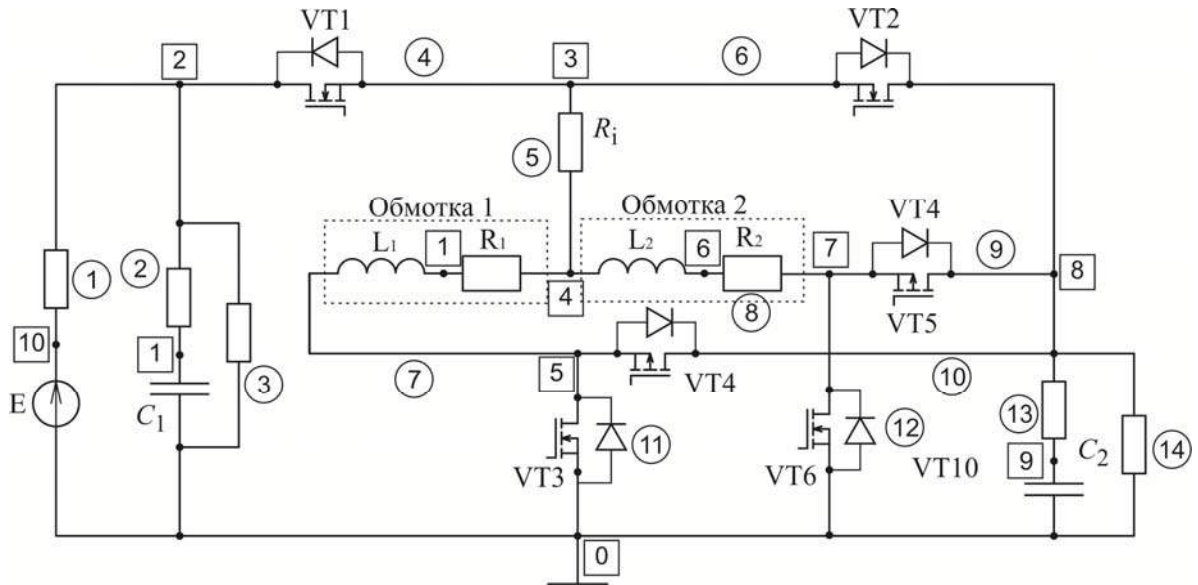


Рисунок 42 – Расчетная схема силового коммутатора

Система уравнений в общем виде:

$$\begin{cases} G_{11}V_1 - G_{12}V_2 - \dots - G_{1n}V_n = \sum_1 E \cdot G + \sum_1 J; \\ \vdots \\ G_{n1}V_1 - G_{n2}V_2 - \dots - G_{nn}V_n = \sum_n E \cdot G + \sum_n J, \end{cases}$$

где  $G_{ss}$  – сумма проводимостей ветвей, присоединенных к узлу  $s$ , не содержащих источников тока;

$G_{sq}$  – сумма проводимостей ветвей, непосредственно соединяющих узел  $s$  с узлом  $q$ ;

$\sum_n E \cdot G$  – алгебраическая сумма произведения ЭДС ветвей, примыкающих к узлу  $s$ , на их проводимости. Это произведение берется со знаком “плюс”, если ЭДС  $E$  направлено к узлу  $s$ , иначе – “минус”;

$\sum_n J$  – алгебраическая сумма источников тока, присоединенных к узлу  $s$ . Ток  $J$  берется со знаком “плюс”, если он направлен к узлу  $s$ , иначе – “минус”.

Количество уравнений  $N$  системы уравнений определяется по формуле

$$N = N_y - N_u - 1,$$

где  $N_y$  – число узлов,  $N_u$  – число ветвей, содержащих только идеальные источники ЭДС.

Модуль математической модели СПП выполнен в среде программирования Borland Delphi 7 в виде *dll* библиотеки. В данном модуле реализован алгоритм расчета электронных схем методом узловых потенциалов, расчетная схема задается при помощи текстового входного файла входного файла, в структуре которого описаны все элементы схемы и узлы их соединения.

Входные параметры модуля расчета СПП:

- управляющие сигналы силовых ключей коммутации нагрузки;
- управляющие сигналы силовых ключей формирователя уровня вторичного напряжения.

Выходные параметры модуля расчета СПП:

- величина вторичного напряжения;
- ток в цепи нагрузки (ЭМ) для двух каналов управления;
- напряжение на нагрузке (ЭМ) для двух каналов управления;
- номер текущей итерации;
- точность расчета.

## 2.3 Модель системы управления

Модель системы управления предназначена для реализации требуемых алгоритмов управления электромагнитным приводом (рисунок 34) посредством формирования сигналов управления силовым коммутатором (рисунок 35) в зависимости от текущего состояния ЭММ и обеспечения режимов работы СК. Модель СУ включает в себя блок, моделирующий ядро микроконтроллера с алгоритмом управления и блоки периферийных устройств микропроцессора: блок широтно-импульсного модулирования и блок преобразования сигналов обратных связей, блок определения времени

трогания, блок формирования сигналов управления источником вторичного напряжения.

Структурная схема модели СУ приведена на рисунке 43. По информации, получаемой от других подсистем (скорость  $v(t)$ , перемещение  $x(t)$  якоря, токи  $i(t)$  и напряжения  $U(t)$  обмоток), в соответствии с заданным алгоритмом формируются импульсы переключения ключевых элементов силового преобразователя.

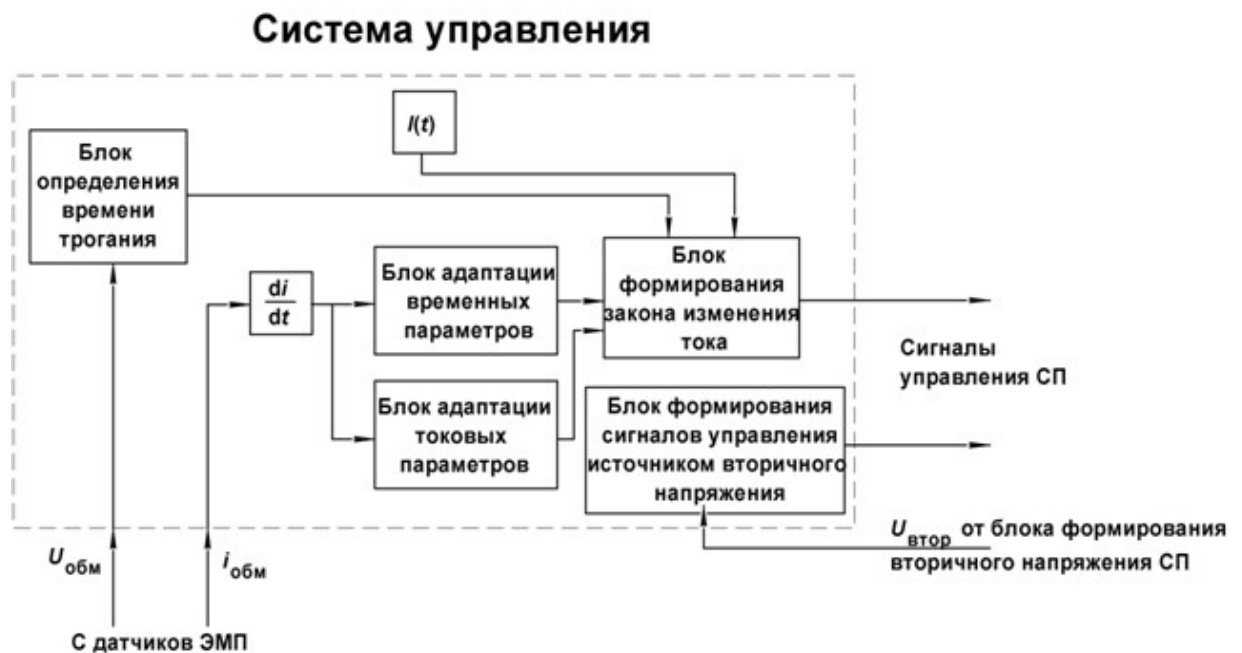


Рисунок 43 – Структурная схема модели системы управления ЭМ приводом

Система управления приводом клапана ВТК включает в себя: блок  $i(t)$  – содержит исходный закон изменения тока в обмотках привода при нормальных условиях работы привода, блок определения времени трогания – предназначен для определения момента времени начала движения подвижной части ЭМП, блок  $di/dt$  осуществляет вычисление величины времени движения и динамических характеристик ЭМП в конце хода якоря, блок адаптации временных параметров, производит корректировку параметров исходного закона управления, в соответствии с алгоритмом управления, блок адаптации токовых параметров, производит корректировку амплитудных значений токов в исходном законе управления, в соответствии с алгоритмом

управления, блок формирования закона изменения тока – предназначен для формирования широтно-импульсных сигналов управления силовыми ключами, блок формирования сигналов управления источником вторичного напряжения содержит алгоритм управления ключевыми элементами блока формирования вторичного напряжения силового преобразователя.

При первоначальном включении привода, блок формирования закона изменения тока в обмотке формирует исходный закон изменения тока в обмотке  $i(t)$ . Далее, по характеру изменения текущего тока обмотки управления от времени, модулем системы управления производится адаптация исходного закона изменения тока. При этом на вход блока определения времени трогания поступает сигнал зависимости напряжения удерживающей обмотки ЭМ от времени, по форме которого определяется момент времени трогания якоря ЭМ. При фиксации момента времени движения якоря, на выходе данного модуля формируется сигнал разрешения работы блока формирования закона изменения тока. В результате этого достигается синхронизация закона изменения тока в обмотке с моментом времени начала движения якоря ЭМ.

При перемещении якоря сигнал датчика тока притягивающей обмотки ЭМ поступает на вход блока определения динамических параметров ЭМ. Далее, в соответствии с текущими и требуемыми динамическими характеристиками привода, в блоках адаптации временных параметров и блоке адаптации токовых параметров производится коррекция исходной формы тока управления. Для каждого следующего переключения используются параметры адаптивного управления.

Блок формирования закона изменения тока вырабатывает сигналы управления ключевыми элементами электрической схемы силового преобразователя, необходимые для реализации требуемого закона изменения тока в обмотке ЭМП  $i(t)$ . Для осуществления форсированного включения обмоток необходимо наличие источника повышенного напряжения. С этой целью используется блок формирования вторичного

напряжения питания, входящий в состав силового преобразователя. Под управлением алгоритма формирования вторичного напряжения, исходной величиной которого является сигнал датчика вторичного напряжения, блок производит регулирование напряжения путем импульсного заряда накопительного элемента индуктивной энергией обмотки ЭМ и его разряда на обмотку в процессе работы привода.

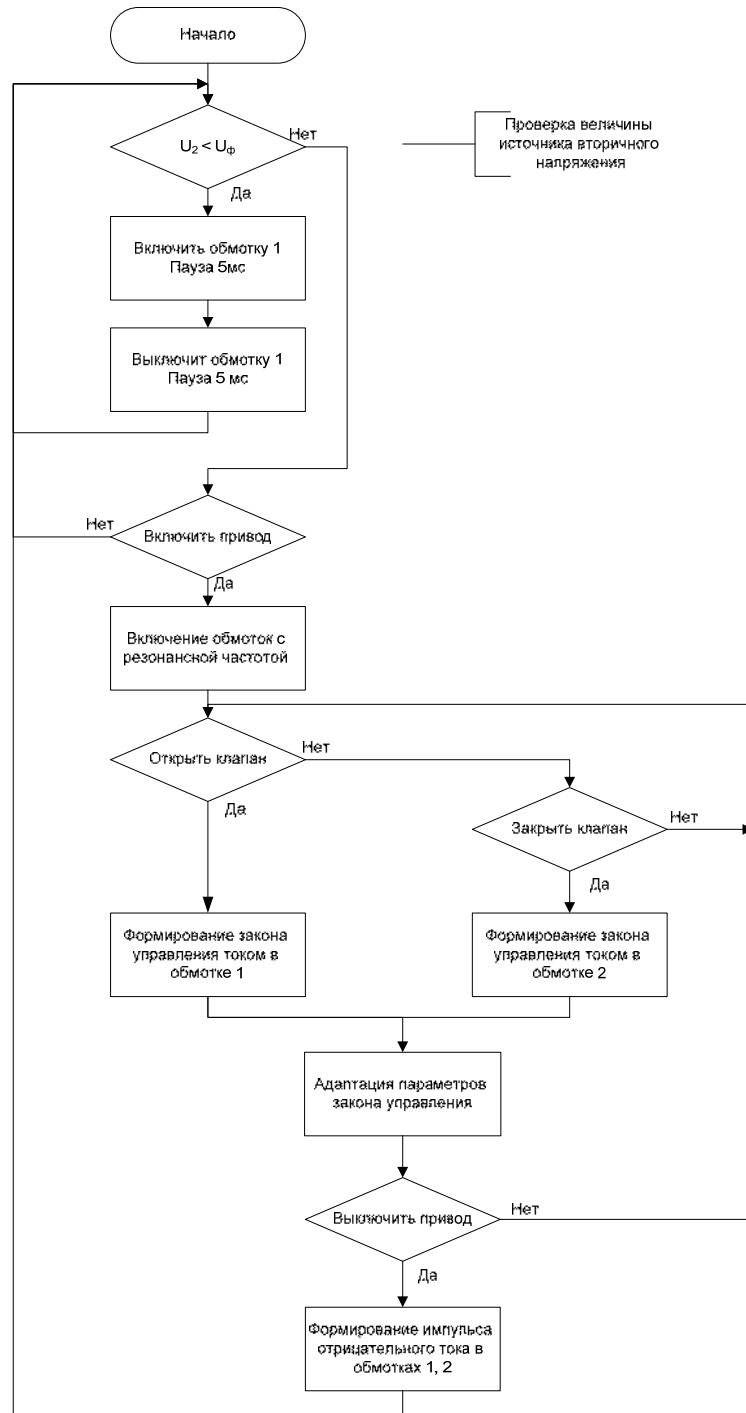


Рисунок 44 – Блок-схема алгоритма работы устройства управления

Модуль математической модели системы управления выполнен на языке объектно-ориентированного программирования *Turbo Delphi* в виде *dll* библиотеки. Блок – схема программы микроконтроллера приведена на рисунке 44.

## 2.4 Комплексная математическая модель мехатронного привода

Комплексная математическая модель мехатронного привода состоит из взаимосвязанных модулей математических моделей электромагнитного привода, статического преобразователя энергии и системы управления. Структурная схема математической модели, реализующая управление электромагнитным приводом с заданными динамическими параметрами, приведена на рисунке 45.

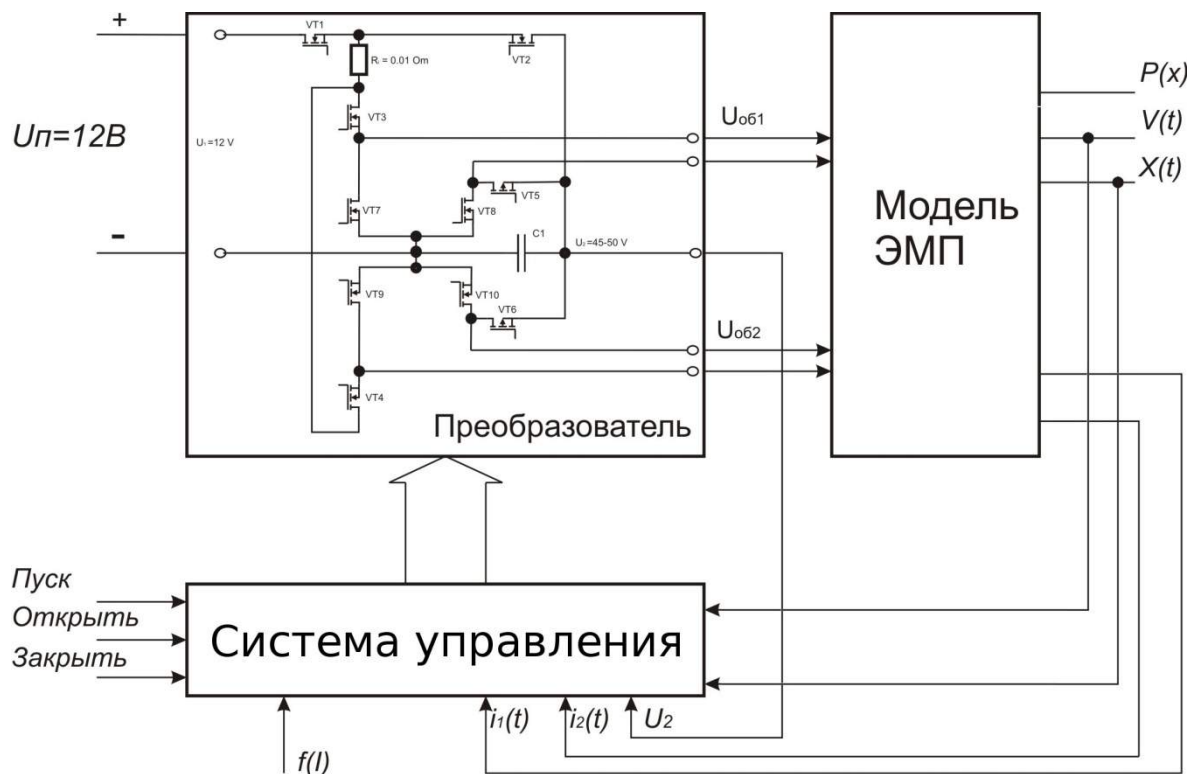


Рисунок 45 – Структурная схема комплексной математической модели мехатронного привода

Для реализации комплексной модели мехатронного ЭМП была выбрана среда объектно-ориентированного программирования Borland Delphi 7 с использованием dll-библиотек составных модулей привода и возможностью задания геометрических параметров ЭМ в виде семейства статических характеристик потокоцепления обмоток ЭМ и электромагнитной силы от тока и угла поворота якоря, конфигурации схемы силового преобразователя в виде текстового входного файла, в структуре которого описаны все элементы схемы и узлы их соединения.

Входными данными являются: напряжение питания  $U_n$ ; сигнал включения привода - «*Пуск*»; сигнал открытия клапана - «*Открыть*»; сигнал закрытия клапана - «*Закрыть*»; требуемая функция изменения тока в обмотке управления от времени переключения  $f(i)$ ; величина сформированного напряжения форсированного включения привода -  $U_2$ .

На вход электромагнитного привода, на соответствующие обмотки, с выхода преобразователя поступают сформированные уровни напряжения управления приводом  $U_{об1}$ ,  $U_{об2}$ . В результате воздействия приложенного к обмотке управления потенциала происходит движение якоря электромагнита и на выходе блока формируются мгновенные значения токов в каждой обмотке  $i_1(t)$ ,  $i_2(t)$ , которые являются параметрами обратной связи регулятора.

Окно комплексной программы динамики расчета мехатронного привода показано на рисунке 46.

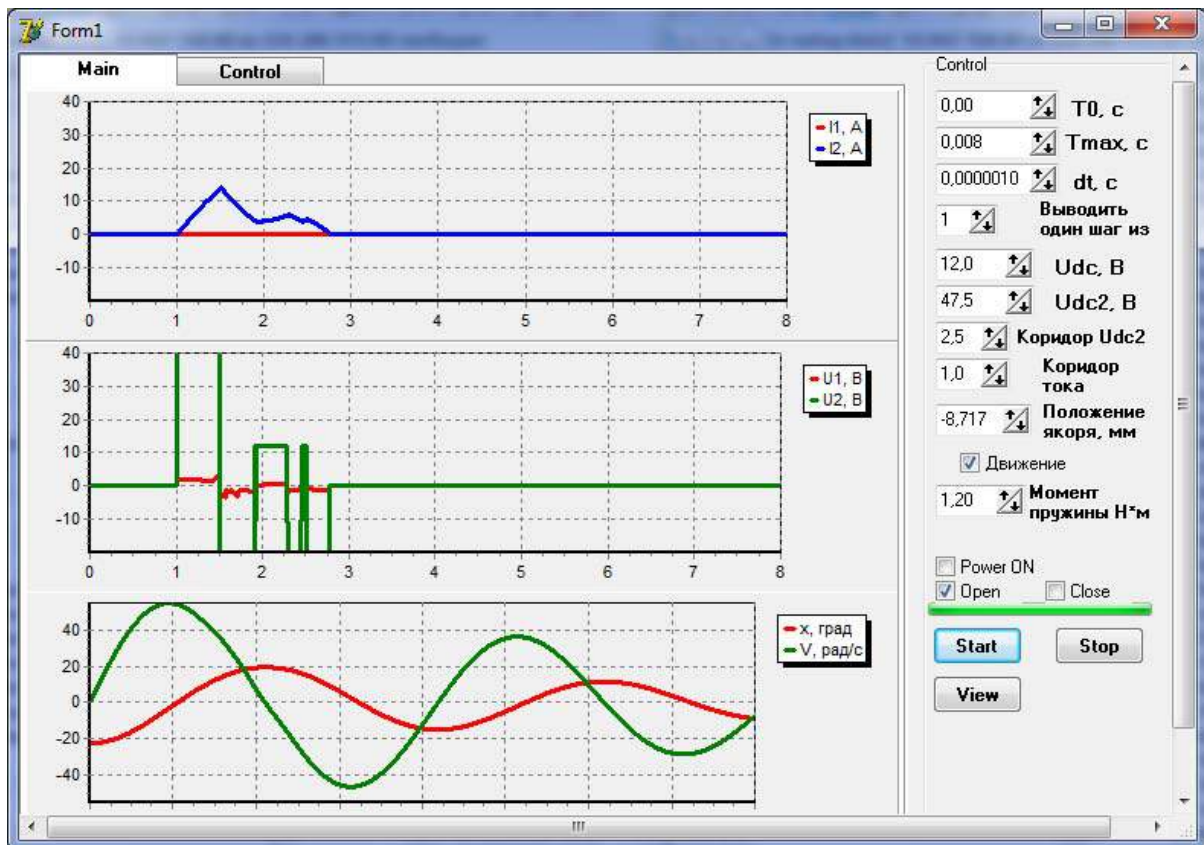


Рисунок 46 – Окно программы моделирования динамических характеристик ЭМП резонансного типа

Применение данного подхода при реализации комплексной математической модели, путем предоставления возможности задания требуемой конфигурации схмотехнического решения преобразовательной части мехатронного привода и конфигурации его электромагнитной части, позволяет использовать данную математическую модель при исследовании электромагнитных приводов совместно с системой управления различного типа [93].

## 2.5 Математическое моделирование мехатронного привода

С целью выявления возможных способов бездатчикового управления было проведено исследование динамики работы мехатронного привода на математической модели. В ходе выполнения исследований варьировалась масса подвижного элемента привода и оценивались динамические



характеристики мехатронного привода, а так же их влияние на электрические параметры обмоток управления.

Результаты расчета:

Масса подвижной части привода клапана 25г (рисунок 47–50)

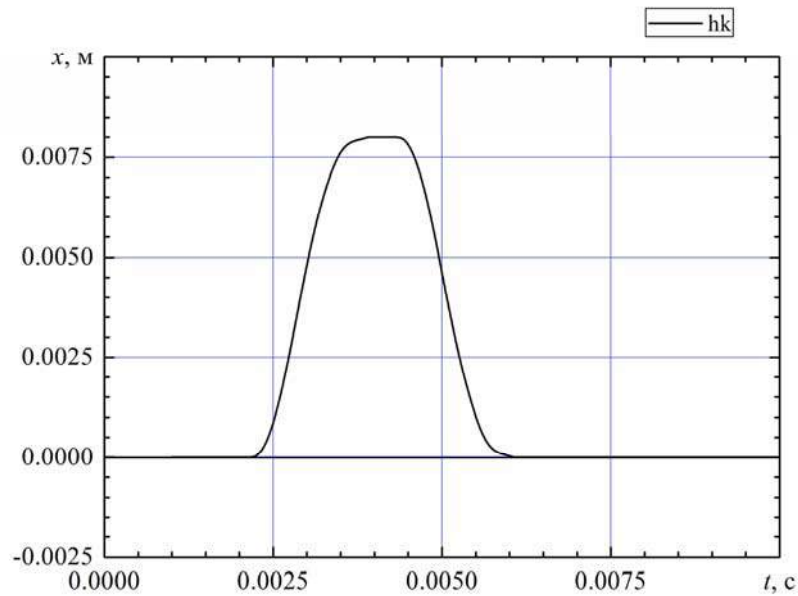


Рисунок 47 – График расчетной зависимости перемещения клапана от времени, при его переключении

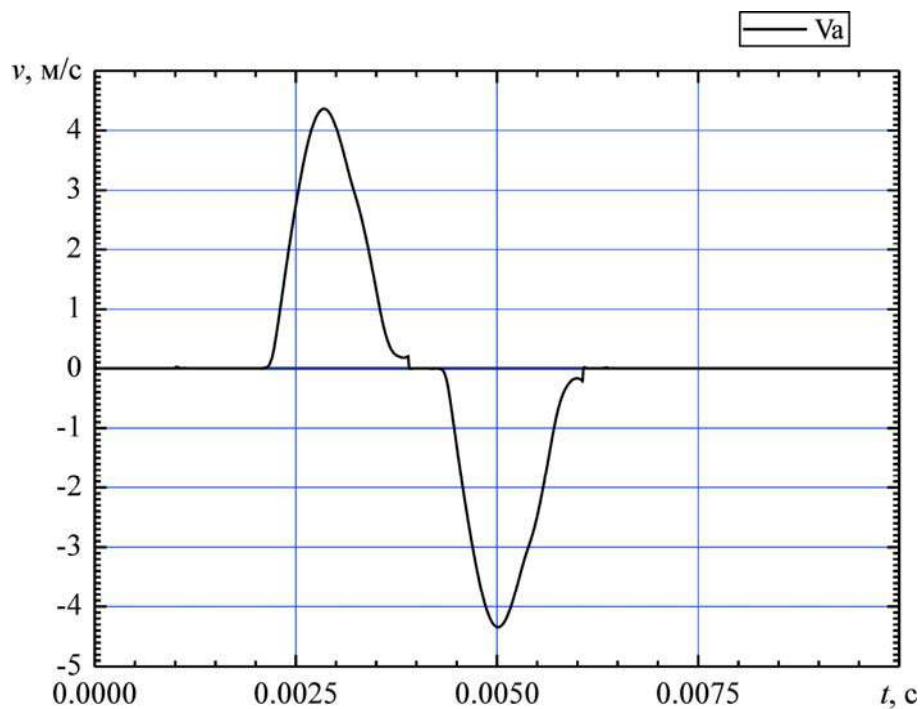


Рисунок 48 – График расчетной зависимости скорости перемещения клапана от времени при его переключении

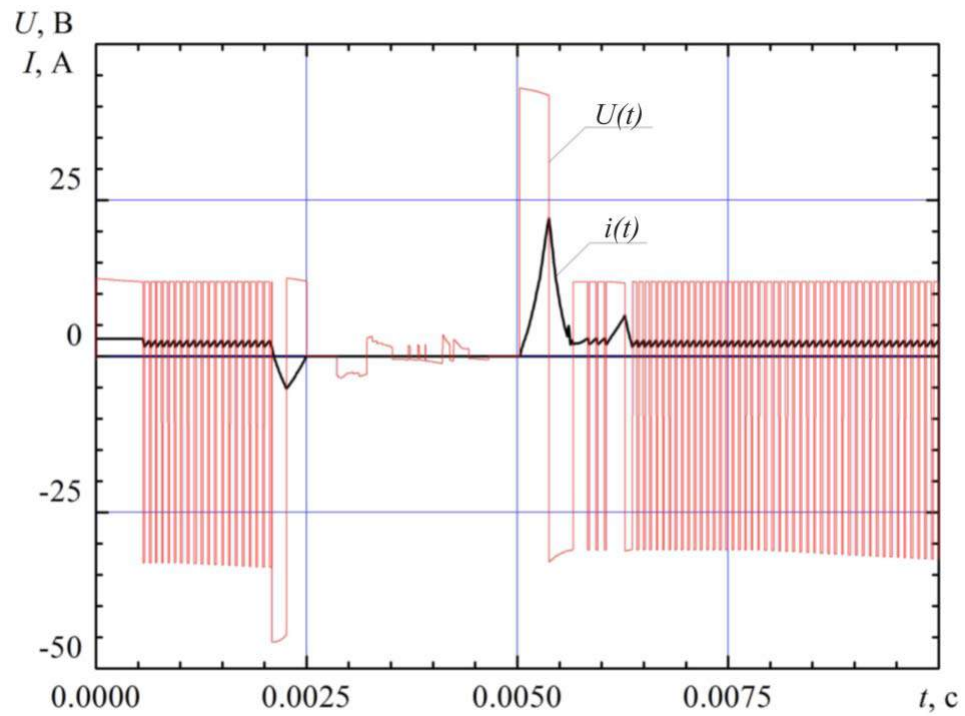


Рисунок 49 – Графики расчетных зависимостей формы тока в закрывающей обмотке ЭМ и импульсов напряжения на ней при переключении клапана

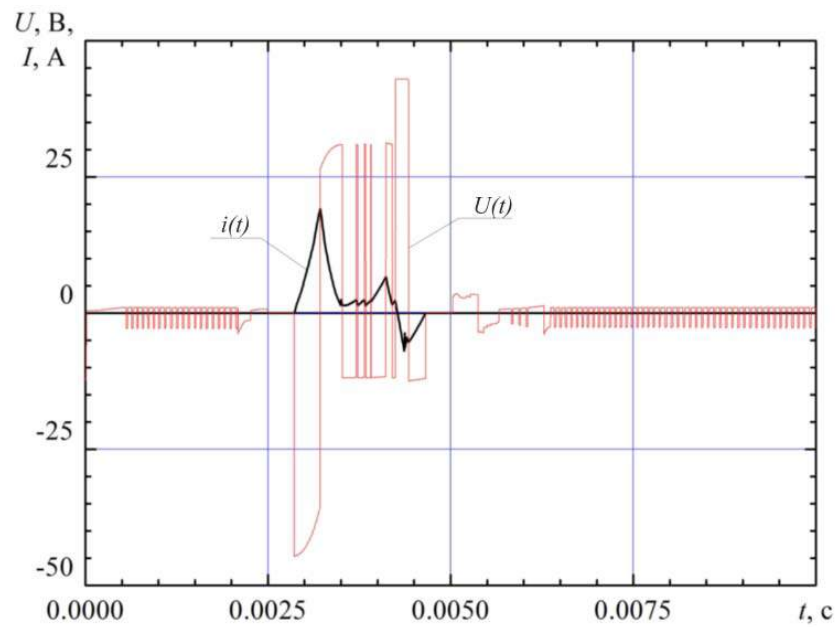


Рисунок 50 – Графики расчетных зависимостей формы тока в открывающей обмотке ЭМ и импульсов напряжения на ней при переключении клапана

Результаты:

- время перемещения клапана из закрытого положения в открытое – 1,7 мс;
- время перемещения клапана из открытого положения в закрытое – 1,8 мс;
- скорость посадки клапана при открытии составляет – 0,18 м/с;
- скорость посадки клапана при закрытии составляет – 0,18 м/с.

Параметры закона управления при открытии клапана:

- время фазы трогания – 0,18 мс;
- длительность фазы неуправляемого движения – 0,68 мс;
- длительность фазы компенсации внешних механических воздействий – 0,42 мс;
- длительность фазы соприкосновения якоря с полюсом – 0,82 мс;
- время фазы удержания якоря у полюса – 0,24 мс.

Параметры закона управления при закрытии клапана:

- время фазы трогания – 0,18 мс;
- длительность фазы неуправляемого движения – 0,69 мс;
- длительность фазы компенсации внешних механических воздействий – 0,40 мс;
- длительность фазы соприкосновения якоря с полюсом – 0,82 мс;
- время фазы удержания якоря у полюса – 0,24 мс.

Масса подвижной части привода клапана 45г (рисунок 51 – 54)

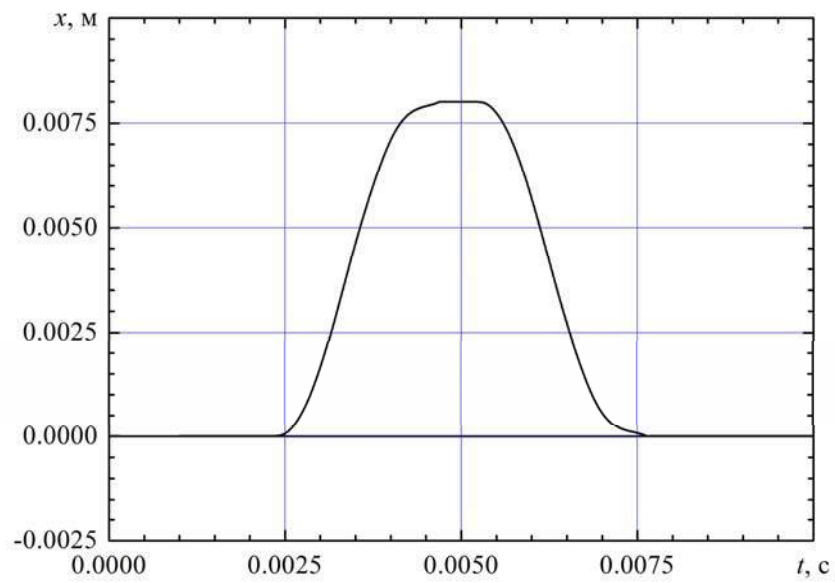


Рисунок 51 – График расчетной зависимости перемещения клапана от времени, при его переключении

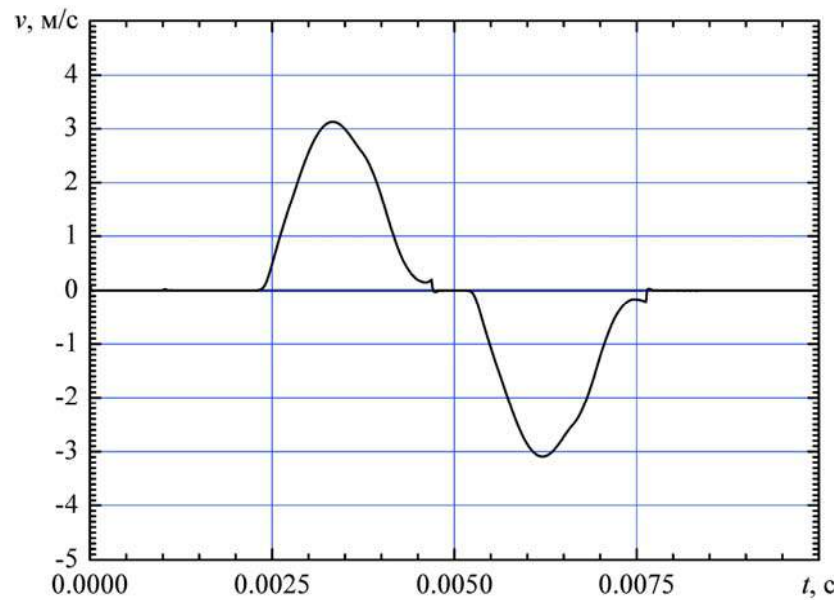


Рисунок 52 – График расчетной зависимости скорости перемещения клапана от времени при его переключении

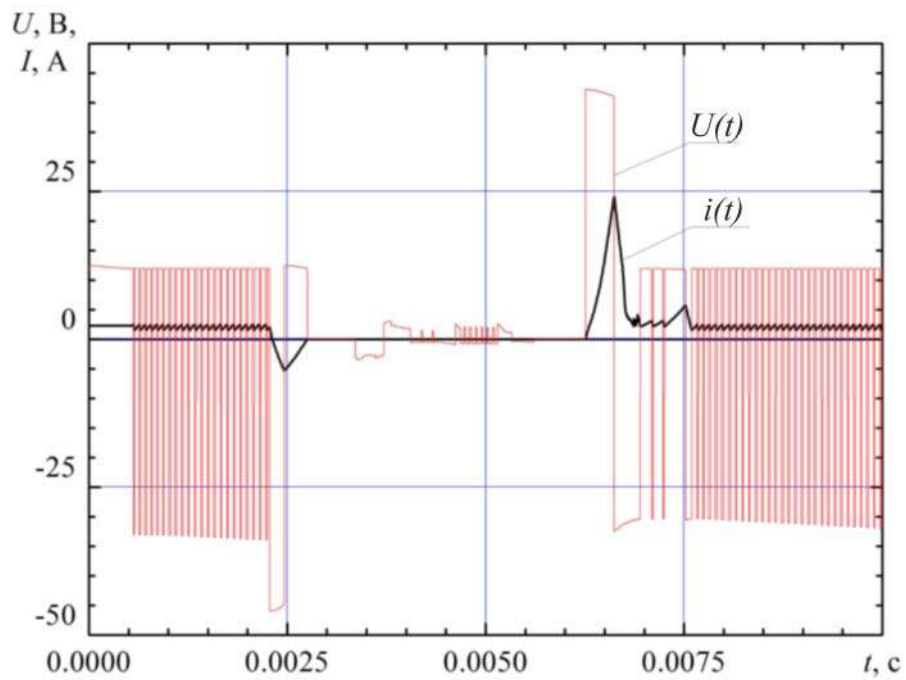


Рисунок 53 – Графики расчетных зависимостей формы тока в закрывающей обмотке ЭМ и импульсов напряжения на ней при переключении клапана

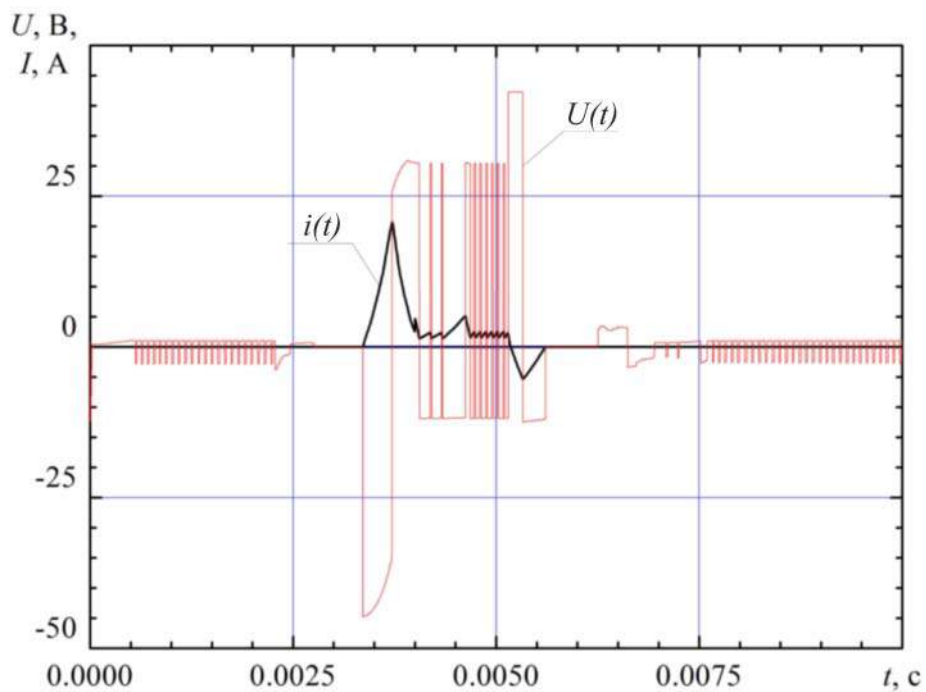


Рисунок 54 – Графики расчетных зависимостей формы тока в открывающей обмотке ЭМ и импульсов напряжения на ней при переключении клапана

### Результаты:

- время перемещения клапана из закрытого положения в открытое – 2,3 мс;
- время перемещения клапана из открытого положения в закрытое – 2,5 мс;
- скорость посадки клапана при открытии составляет – 0,19 м/с;
- скорость посадки клапана при закрытии составляет – 0,2 м/с.

### Параметры закона управления при открытии клапана:

- время фазы трогания – 0,18 мс;
- длительность фазы неуправляемого движения – 1,06 мс;
- длительность фазы компенсации внешних механических воздействий – 0,43 мс;
- длительность фазы соприкосновения якоря с полюсом – 0,82 мс;
- время фазы удержания якоря у полюса – 0,24 мс.

### Параметры закона управления при закрытии клапана:

- время фазы трогания – 0,18 мс;
- длительность фазы неуправляемого движения – 1,09 мс;
- длительность фазы компенсации внешних механических воздействий – 0,43 мс;
- длительность фазы соприкосновения якоря с полюсом – 0,82 мс;
- время фазы удержания якоря у полюса – 0,24 мс.

### Масса подвижной части привода клапана 65г (рисунок 55 – 57)

Для данной массы подвижной системы, были получены как расчетные значения параметров импульсов управления и динамических характеристик, так и проведены экспериментальные исследования ЭМП. Сравнительные расчетные характеристики и экспериментальные характеристики приведены ниже.

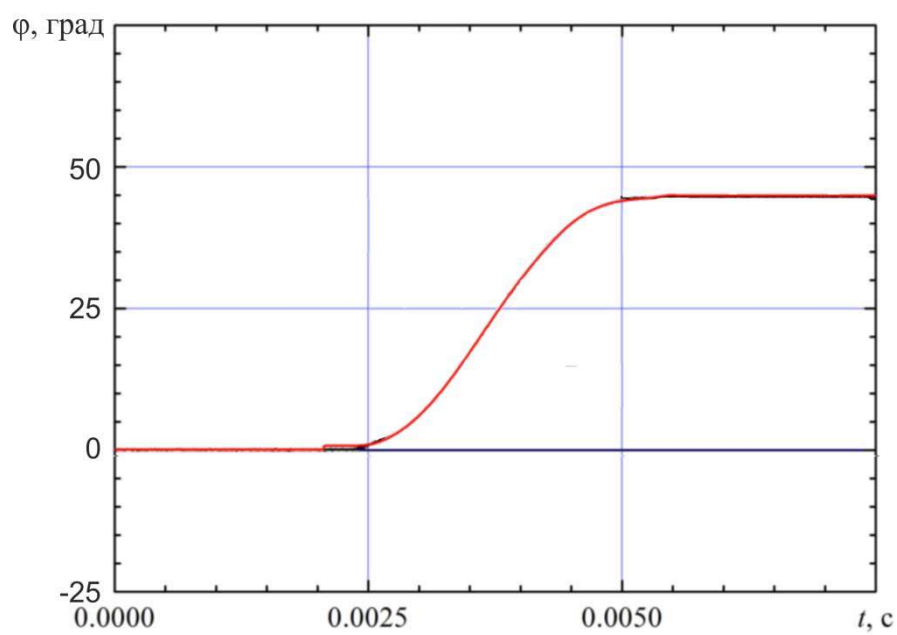


Рисунок 55 – График расчетной зависимости перемещения клапана при открывании от времени

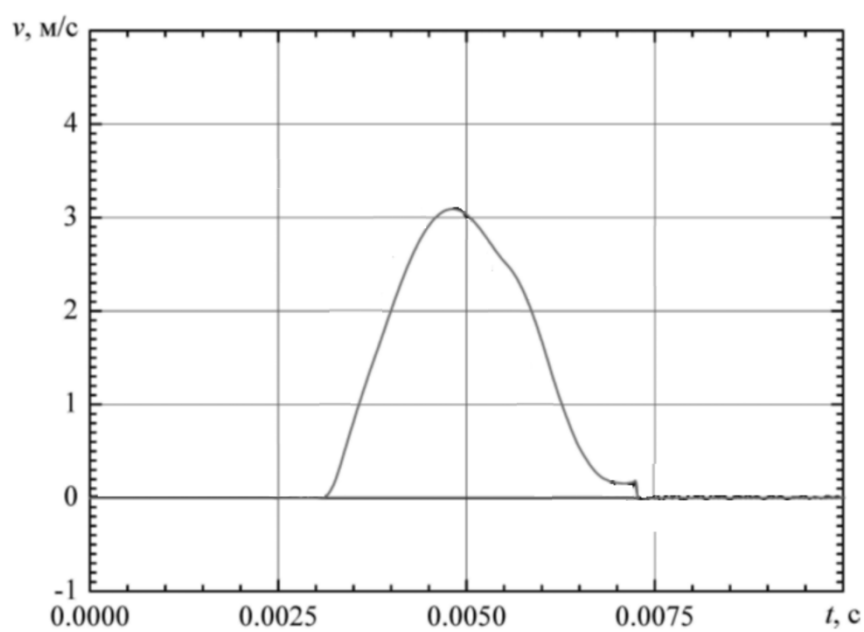


Рисунок 56 - График расчетной зависимости скорости перемещения клапана от времени при открывании

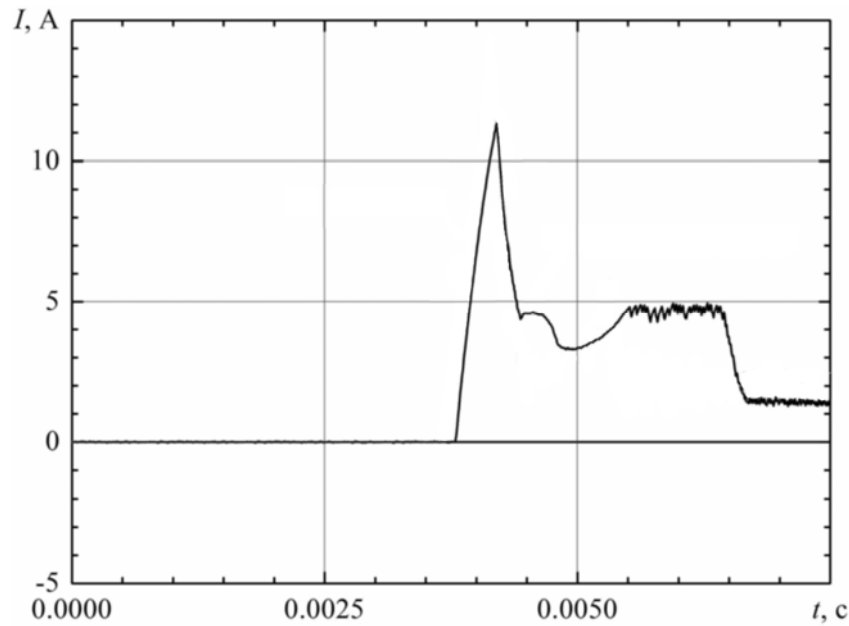


Рисунок 57 – График расчетной зависимости тока обмотки ЭМ при открывании клапана

Результаты расчета:

- время перемещения клапана из закрытого положения в открытое – 3,3 мс;
- время перемещения клапана из открытого положения в закрытое – 3,5 мс;
- скорость посадки клапана при открытии составляет – 0,22 м/с;
- скорость посадки клапана при закрытии составляет – 0,23 м/с.

Параметры закона управления при открытии клапана:

- время фазы трогания – 0,2 мс;
- длительность фазы неуправляемого движения – 1,95 мс;
- длительность фазы компенсации внешних механических воздействий – 0,625 мс;
- длительность фазы соприкосновения якоря с полюсом – 1,2 мс;
- время фазы удержания якоря у полюса – 0,4 мс.

Параметры закона управления при закрытии клапана:

- время фазы трогания – 0,2 мс;
- длительность фазы неуправляемого движения – 2,16 мс;



- длительность фазы компенсации внешних механических воздействий – 0,65 мс;
- длительность фазы соприкосновения якоря с полюсом – 1,2 мс;
- время фазы удержания якоря у полюса – 0,4 мс.

По результатам моделирования динамики ЭМ наблюдается хорошее качественное и количественное совпадение динамических характеристик, по сравнению с моделью ЭМП в пакетах FEMM-LTspice [94], что позволяет сделать вывод о правильности предположений и выбранных допущений при формировании модели ЭМП в среде программирования Borland Delphi 7.

При срабатывании ЭМ на графиках тока наблюдается изменение скорости изменения тока в приграничных областях положения якоря к полюсу ЭМ, что связано с возникновением противо-ЭДС движения и самоиндукции при перемещении якоря ЭМ. В связи с этим имеется возможность построения специализированных алгоритмов управления, основанных на анализе электрических параметров ЭМ для обеспечения конечной скорости якоря близкой к нулю при заданном времени движения.

## **2.6 Выводы по главе 2**

В ходе выполнения исследований было установлено:

1. Для обеспечения общего подхода и независимости от конфигурации устройства математическая модель первого уровня должна строиться формально, на основе использования схем замещения с представлением элементов магнитной и электрической цепей в виде компонентных моделей.
2. Разработана комплексная математическая модель электромагнита и электронной системы управления с использованием полевых методов расчета магнитной системы и метода узловых потенциалов при расчете динамики в среде объектно-ориентированного программирования Borland Delphi 7, позволяющая реализовать

требуемый алгоритм управления.

3. Математические модели, основанные на теории цепей и теории поля, позволяют с высокой точностью проводить расчеты конструктивно сложных ЭМ. Для качественного расчета динамических характеристик мехатронных приводов, имеющих сложные конструкции ЭМ, предложена обобщенная математическая модель, основанная на методе узловых потенциалов с использованием теории электромагнитного поля.
4. Созданные математические модели позволили проанализировать динамические характеристики мехатронного привода и определить возможность построения системы управления с использованием косвенных методов определения пространственного положения якоря ЭМ по его электрическим параметрам.