

Параметрическая оптимизация представляет собой итерационный процесс, при котором каждый синтезируемый проектировщиком вариант объекта проектирования (в данном случае МТС) должен подвергаться анализу на модели, абстрактной или физической. В качестве физических моделей выступают макетные или опытные образцы, абстрактные модели могут быть представлены в математической, графической или текстовой форме [1]. Применение ЭВМ на современном этапе проектирования делает возможным широкое использование наиболее мобильной формы абстрактной модели – математической. В задаче оптимизационного исследования сложных систем значительную роль имеет построение математической модели оптимизируемого объекта. Это связано с рядом требований, предъявляемых к модели: точность, адекватность, экономичность, универсальность и т.д. Из данного ряда требований, по сравнению с задачами анализа, особое значение имеет экономичность математической модели. Это обстоятельство связано с самой постановкой задачи оптимизации: многократного обращения к математической модели с необходимой точностью расчета каждого обращения и при учете вычислительных возможностей пользователя. МТС сама по себе является сложным объектом математического моделирования, в котором необходимо учитывать влияние параметров цепей питания и управления электрической машины на ее механические и электромагнитные характеристики [2]. Поэтому главным фактором, определяющим процесс ее последующего численного исследования на ЭВМ является принцип построения и структура математической модели силовой части всей МТС в целом и ее отдельных звеньев. Подобный подход позволяет отказаться от ряда применяемых на практике допущений при составлении математической модели и учесть все наиболее существенные факторы, влияющие на электромеханические процессы в исследуемой системе электропривода. Определяющее влияние на построение математической модели МТС оказывает также выбор метода и методики численного исследования, а также используемые при этом программные средства. Современные вычислительные системы обладают высоким быстродействием, мощными вычислительными способностями и адаптированы к решению многих технических задач. Это позволяет исследователю уделить основное внимание задаче разработки математической модели МТС, максимально адекватной физическому объекту и происходящим в ней электромагнитным явлениям, и свести до необходимого минимума процесс их аналитического преобразования с целью упрощения и подготовки к решению на ЭВМ [3].

Рис. 1 – Блок-схема МТС

Рассмотрим блок-схему МТС с АД разомкнутого типа, которая представлена на рис. 1, для случая питания от однофазной сети переменного напряжения 220 В, 50 Гц. Источник питания И подключается к однофазному выпрямителю УВ. Выпрямленное напряжение сглаживается с помощью фильтра Ф и поступает на вход трехфазного преобразователя частоты ПЧ. К выходу последнего подключен

трехфазный АД с короткозамкнутым ротором, приводящий в действие исполнительный механизм М. Приведенная на рис. 1 схема электропривода относится к системам с явно выраженным звеном постоянного тока (ЗПТ), которое объединяет в себе звенья УВ и Ф. В общем случае, в блок-схеме МТС могут отсутствовать или быть упрощены отдельные звенья. Так, УВ может быть выполнен неуправляемым или вообще отсутствовать при питании от источника постоянного напряжения, может быть изменено количество фаз ПЧ и АД, отсутствовать звено Ф и т.д. На рис. 1 приведена блок-схема разомкнутой МТС, однако, при анализе ее характеристик с точки зрения привода в нее могут быть заведены обратные связи по частоте вращения, току, напряжению и т.д. Следует отметить, что основное внимание при построении математической модели должно быть уделено общему случаю реализации структуры МТС, имеющей все вышеперечисленные звенья. Это связано с тем, что такая модель отражает характеристики наиболее распространенных МТС для бытовой электротехники, оптимизационное исследование которых и является целью. Все элементы электрической схемы замещения МТС по способу воздействия на структуру цепи можно разделить на три типа: управляющие, активные и пассивные [4]. Под управляющими элементами или коммутаторами здесь понимают управляемые, полууправляемые или неуправляемые полупроводниковые элементы (соответственно, транзисторы, тиристоры и диоды), задающие структуру электрической цепи для каждого момента времени и определяющие длительность интервала неизменности этой структуры. К активным и пассивным относятся все остальные элементы схемы замещения цепи, определяющие характер протекания электромагнитных процессов в ней под воздействием силовых коммутаторов. Важное влияние на процесс математического моделирования процессов в различных схемах МТС оказывает способ учета характеристик управляющих элементов в их схемах. В настоящее время можно выделить два основных подхода к моделированию силовых коммутаторов, работающих в машинно-вентильных системах [5]. Наиболее распространено представление вентилей в виде двухполюсников, параметры которых получены путем кусочно-линейной аппроксимации их статических вольтамперных характеристик и изменяются скачком при переходе вентиля из открытого состояния в закрытое и наоборот [6]. В классе динамических моделей учитывают физические процессы в р-п переходе и моделируют вентиль системой дифференциальных уравнений. В [2] доказано, что для рассматриваемого класса электропривода при расчетах электромагнитных процессов МТС достаточно ограничиться статическими моделями вентилей. Применение динамических моделей вентилей резко усложнило бы моделирование электромагнитных процессов в силовой части МТС без заметного повышения точности расчетов. В электрических схемах замещения управляющие элементы целесообразно представлять через их внутренние электрические и логические параметры,

последние часто называют переключающими или коммутационными функциями. Электрические параметры вентилях характеризуют соотношение между током и напряжением на их зажимах в различных режимах работы, определяемых их состоянием, а логические параметры задают интервалы времени длительности каждого из этих состояний и условия возникновения этих интервалов. С помощью переключающих функций полупроводниковые вентили можно заменить на абстрактные коммутирующие элементы, способные принудительно изменять схему электрической цепи и характер электромагнитных процессов в ней в зависимости от величины своих внутренних электрических параметров (сопротивления, ЭДС и т.д.) и в соответствии с законом своих переключений. В схемах МТС встречаются несколько типов полупроводниковых вентилях (диоды, тиристоры, транзисторы), которые обладают различными логическими характеристиками в соответствии с принципом их работы. Эти логические характеристики нельзя однозначно описать только с помощью одних переключающих функций, так как состояние полупроводниковых коммутаторов зависит от протекания электромагнитных процессов в электрической схеме (полярности приложенного напряжения, его величины и т.д.). Известны логические модели полупроводниковых вентилях [7], которые справедливы для статических преобразователей с искусственной и естественной коммутацией. Они формируются в виде некоторого вектора состояния вентилях, который определяется наличием импульсов управления, полярностью напряжения анод-катод, током через вентиль, схемой включения приборов и т.д., то есть представляют собой сложную аналитическую функцию. Следует отметить, что моделирование транзисторов менее затруднено, так как их параметры в ряде схем однозначно определены управляющим воздействием. Так при моделировании трехфазных МТС с мостовыми ПЧ на транзисторах при длительности управляющего импульса 180° допустимо и целесообразно моделировать транзисторно-диодный ключ одним двухполюсником, обладающим двухсторонней проводимостью. Такой транзисторный коммутатор однозначно может быть определен логической характеристикой – переключающей функцией [7], содержащей три временные параметра: время включения t_{ok} время отключения t_{tk} и период повторяемости процесса коммутации T_k , где индекс k определяет номер рассматриваемого вентиля. Переключающую функцию $h_k(t)$, можно записать с помощью единичных функций Хевисайда [6]:

$$h_k(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [h_{ok}(t - nT_k) - h_{tk}(t - nT_k)]$$

В формуле (1) периодические единичные функции начала и конца интервала включения вентиля $h_{ok}(t)$ и $h_{tk}(t)$ записаны в виде временных рядов: и . Независимым параметром в формуле (1) является время t . Номер рассматриваемого периода изменения переменной n определяется как целая часть отношения текущего времени t к величине периода повторяемости коммутации T_k , т.е. $n = [t / T_k]$. В статических преобразователях электрической энергии идеализированные вентили мгновенно коммутируют ток из одной ветви

в другую. В этом случае некоторые электрические величины (ток или напряжение) на выходе преобразователя имеют вид разрывных, скачкообразных функций. Закон изменения этих величин определяется как переключающими функциями вентилей преобразователя, так и значением непрерывной входной функции (напряжения или тока). Такие функции тока и напряжения несут в себе информацию не только об их величине, но и об интервале времени на котором эта величина определена. Подобный подход к математическому моделированию полупроводниковых вентилей позволяет максимально согласовать между собой этапы разработки математической модели МТС и ее последующего численного исследования на ЭВМ. Как правило, электрическая машина при ее теоретическом исследовании рассматривается независимо от схемы и параметров цепей ее питания и управления [8, 9, 10]. При этом основное внимание уделяется электромеханическим процессам в самой ЭМ, считая, что изменение структуры или параметров цепи питания ведет к возникновению соответствующих несимметричных режимов работы. Разработка и внедрение различных структур МТС, характеризующихся тесной функциональной связью между электрической машиной и цепями ее управления и питания, определяют необходимость рассмотрения их в единой взаимосвязи, как обладающих общими, интегральными характеристиками [2]. Общепринятым теоретическим подходом в этом случае является представление питающей сети в виде источника энергии с бесконечно большой мощностью или мощностью, во много раз превышающей мощность МТС (т.е. в виде источника напряжения или источника тока). Внутренние параметры источника при этом не учитываются. Однако с ростом мощности полупроводниковых приборов, мощность современных МТС в ряде случаев становится соизмеримой с мощностью питающей сети, которая в этом случае оказывает заметное влияние на ее характеристики. Это побудило ряд авторов [8, 9, 10] разрабатывать математические модели МТС, учитывающие в том или ином виде параметры источника питания. Основная трудность построения математической модели МТС с АД заключается в наличии промежуточного звена постоянного тока, что создает определенные трудности при применении метода гармонического анализа даже на стадии оценочных расчетов. Метод мгновенных значений позволяет построить строгую математическую модель МТС, однако, последующее исследование возможно только с помощью численных методов на ЭВМ и представляет собой довольно сложную задачу. В схемах МТС с АД малой и средней мощности в качестве источников энергии используются следующие: постоянного тока, одно – и трехфазного тока промышленной частоты. Для рассматриваемого класса МТС характерно подключение их к однофазной бытовой сети 220 В, 50 Гц. Обобщенно такой источник энергии можно охарактеризовать следующими параметрами: переменной синусоидальной ЭДС $e(t)$, активным сопротивлением R_u и индуктивностью L_u источника. Под

активным сопротивлением R_u и индуктивностью L_u следует понимать суммарное активное сопротивление и суммарную индуктивность между выходными зажимами источника (то есть с учетом параметров электрических сетей). Как правило, величины R_u и L_u не зависят от величин тока и напряжения на них, и они могут считаться линейными параметрами. Количественно R_u и L_u зависят от мощности источника энергии и могут быть однозначно определены для каждого конкретного случая. Все многообразие схем однофазных управляемых выпрямителей, применяемых в МТС с АД, с точки зрения удобства математического моделирования электромагнитных процессов в них можно условно подразделить на два основных варианта: с согласующим и без согласующего трансформатора. Так как при создании МТС с АД оптимальных конструкций нежелательно введение в схему дополнительного согласующего трансформатора между источником и УВ, то схемы выпрямления данного типа рассматриваться не будут. В дальнейшем будем считать, что все звенья МТС спроектированы согласованными по напряжению с источником энергии и между собой. В МТС с АД малой и средней мощности, подключенных к одно или трехфазной сетям переменного тока промышленной частоты, параметры полупроводниковых вентилях не оказывает столь существенного влияния на характеристики всей системы в целом, так как сопротивление вентилях в прямом направлении на порядок ниже значений сопротивлений в цепях фильтра и АД, а величина постоянной ЭДС, определяющей задержку во времени включения диодов и тиристоров, на два порядка меньше, чем амплитуда напряжения источника питания. Поэтому в математической модели звена УВ полупроводниковые вентили представляются в схеме замещения неизменными значениями своих внутренних сопротивлений R_{VD} и R_{VS} в прямом направлении и бесконечно большим сопротивлением, эквивалентным разрыву цепи в месте их включения, в обратном направлении. Информация о времени задержки включения вентилях вводится непосредственно в их переключающую функцию. При подобном подходе УВ целесообразно рассматривать совместно со звеном источника, так как количество ветвей схемы в этом случае уменьшается, а качественные и количественные характеристики исследования не изменяются [2]. Для однофазной несимметричной схемы выпрямления с двумя тиристорами под ЭДС выпрямителя $e_b(t)$, активным сопротивлением R_b , индуктивностью L_b и переключающей функцией $h_i(t)$ следует понимать следующие величины: , (2) где t_u – время (угол) управления тиристорами $VS1$ и $VS2$, T_c и ω_c период и угловая частота напряжения промышленной сети. Так как в любой момент времени в мостовой схеме выпрямителя оказываются включенными последовательно только один диод и один тиристор, то время задержки включения коммутатора при нулевом сигнале управления ($t_u = 0$) равняется наибольшему времени задержки t_z одного из этих элементов. Для однофазного выпрямителя так же справедлива система параметров (2) с отличием лишь в

значении эквивалентного сопротивления выпрямителя, которое в этом случае равно $R_b = R_u + 2R_{VD} + R_{VS}$. При построении компьютерной модели системы эквивалентного источника питания следует учитывать, что в источнике переменного тока возможны такие режимы, когда он искусственно отключается от электропривода. Это приводит к необходимости соответствующей перестройки системы дифференциальных уравнений ЭП и введению дополнительных условий при решении компьютерной модели [8]. В рабочем режиме работы МТС напряжение на выходе звена УВ будет отличаться падением напряжения на внутренних параметрах звена R_b и L_b , влияния звена Φ и может быть воспроизведено лишь при полном моделировании электромагнитных процессов во всей схеме электропривода в целом. При питании МТС от источника переменного напряжения звено Φ необходимо, в первую очередь, для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Пульсации выпрямленного напряжения воздействуют на работу электрической машины, а импульсный характер потребляемого МТС тока отрицательно влияет на нормальную работу питающей сети, особенно, если мощность источника и нагрузки соизмеримы. С этой точки зрения желательно максимально увеличить качество фильтрации выпрямленного напряжения и тока, применив фильтр с высоким коэффициентом сглаживания по току и напряжению [11]. Для МТС с АД малой и средней мощности, подключаемых к однофазной сети 220 В, 50 Гц и предназначенных для работы в устройствах сложной бытовой электротехники, требование повышения качества фильтрации тока и напряжения на выходе УВ вступает в противоречие с требованием максимальной простоты и минимальной стоимости всего устройства. Поэтому на практике чаще всего целесообразно применение относительно простой Г-образной схемы фильтра, причем величины индуктивности L_Φ и емкости C_Φ в схеме стараются минимизировать. В этом случае энергетические характеристики МТС несколько ухудшаются, однако значительно улучшаются стоимостные и массогабаритные показатели, т.е. потребительские свойства изделия. В связи с этим в процессе моделирования за базовую принята Г-образная схема фильтра, схема замещения которого показана на рис. 2. Рис. 2 – Схема замещения звена фильтра Если индуктивный фильтр выполнен на стальном сердечнике, то его, для избежания режима одностороннего подмагничивания, часто выносят в цепь источника энергии [8]. Однако и в этом случае L_Φ и R_Φ электрически соединены последовательно с параметрами эквивалентной схемы замещения, что позволяет считать их “находящимися” в одном эквивалентном звене. На практике чаще в звене постоянного тока применяются “воздушные” индуктивные фильтры, в которых отсутствует эффект “подмагничивания” постоянным током и которые обладают линейными характеристиками и обеспечивают более эффективное сглаживание. Параметры эквивалентного источника питания, объединяющего в одно звено звенья И, УВ и Φ , определяются следующими соотношениями: а закон изменения

$e_b(t)$ и $h_d(t)$ определяется в зависимости от схемы звеньев И и УВ по формулам (2). Проведем анализ схем ПЧ на полностью управляемых полупроводниковых вентилях, применяемых в МТС с АД малой мощности. Так как современные типы транзисторов имеют высокий коэффициент усиления, то влияние цепей их управления на процессы в силовой части ПЧ при моделировании учитываться не будет. Часто полупроводниковые вентили в схемах ПЧ выполняются по модульному принципу и состоят из параллельно соединенных транзистора того или иного типа (биполярный, полевой, IGBT, составной и т.д.) и диода в обратном направлении [2, 7]. Полупроводниковый вентиль в открытом состоянии можно смоделировать неизменным по величине резистором R_{VS} , а сопротивление транзистора в закрытом состоянии принять равным бесконечности. Время включения и отключения транзистора можно однозначно охарактеризовать переключающей функцией вида (1), причем функция $h_k(t)$ определяет не только момент включения коммутатора, но и время принудительной коммутации (переключение) тока в его цепи [6]. При такой “жесткой” коммутации возможны интервалы времени, когда открыты одновременно транзистор и инверсный ему обратный диод. Подобные режимы работы возникают в мостовых схемах ПЧ при длительности импульса управления 1200 – 1800. Так как сопротивления транзистора R_{VS} и обратного диода R_{VD} в прямом направлении близки по величине, а сама эта величина в высоковольтных схемах МТС с АД не оказывает заметного влияния на электромагнитные макропроцессы в силовой части схемы, то целесообразно транзисторно-диодный ключ моделировать одним двухполюсником. Основным вариантом схемы силовой части транзисторных ПЧ для МТС с АД приведен на рис. 3. На рис. 4 представлена эквивалентная электрическая схема замещения трехфазного мостового ПЧ для угла управления транзисторами 180°. Рис. 3 – Трехфазная мостовая схема силовой части транзисторного ПЧ. Рис. 4 – Электрическая схема замещения силовой части трехфазного мостового ПЧ для угла управления 180°. Так как сопротивления транзистора и инверсного ему обратного диода в открытом состоянии приняты равными по величине, то это дает возможность представить каждое плечо моста ПЧ состоящим только из идеальных коммутаторов – полупроводниковых реле с переключающими функциями $h_{vd}(t)$. В любой момент времени последовательно с фазой нагрузки ПЧ включено только одно сопротивление идеального коммутатора R_{vt} , что дает возможность вынести его в цепь переменного тока и при последующем моделировании объединить с сопротивлением обмоток статора АД.