− необходимость развития сетевой инфраструктуры;

− шумовое, визуальное и электромагнитное воздействие на окружающую среду и здоровье человека.

**2.4 Аккумуляторные батареи**

Аккумуляторные батареи (АБ) – считаются наиболее простыми и экономически эффективными накопителями электроэнергии. АБ при работе бесшумны, не являются источниками загрязнения окружающей среды. Объём энергии накопленный в них может быть увеличен за счет увеличения их количества. Имеют сравнительно небольшие габариты, что позволяет устанавливать их без затруднений, практически в любых местах.

Рисунок 2.4 Срок службы свинцово-кислотная гелиевая АБ (Delta GS12-180) от полноты разряда

Но АБ имеют недостатки, жизненный цикл, выраженный в ограниченном количестве разряд-зарядов, который зависит от глубины разряда, чем глубже разряд, тем меньше жизненный цикл батареи и температуры внутри батареи, отклонение от нормы повлечет к уменьшению срока службы. Пример срока эксплуатации АБ (Delta GS12-180) приведен на рисунке 4, срок службы значительно падает при большей глубине разряда [26].

**2.4.1 Литий-ионные батареи**

Литий-ионные аккумуляторы содержат углеродный материал в качестве отрицательного электрода, в который обратимо включаются ионы лития. Оксид кобальта, в который также обратимо включаются ионы лития, используется в качестве положительного электрода. Принцип действия этой электрохимической системы основан на интеркаляции - обратимом включении молекул или групп между другими молекулами или группами. Ионы лития входят в состав разных соединений при разных электрохимических потенциалах. Транспорт ионов лития между электродами осуществляется с помощью органического электролита, который включает смесь органических растворителей и соли лития [27]. Использование органических электролитов увеличивает напряжение по сравнению с обычными кислотными и щелочными системами. Если аккумулятор заряжается, ионы лития вставляются в материал анода. При разрядке ионы лития высвобождаются и переносятся на катод, а высвобожденные электроны генерируют электрический ток во внешней цепи.

**2.4.2 Никель-ионные батареи**

Последняя технология хранения электрической энергии и третье поколение никель-ионных аккумуляторов - это системы, которые используют феррофосфат лития в качестве катодного материала. Это превосходный материал для аккумуляторов, который способен отдавать почти весь накопленный литий, оставаясь стабильным. При этом сохраняется главное свойство литий-ионных аккумуляторов - высокая удельная энергоемкость. Таким образом, литий-ионные батареи третьего поколения стали безопасными и высокоэффективными. Никель-кадмиевые аккумуляторные батареи известны давно. Принцип действия их основан на образовании гидроксида кадмия на аноде и гидроксида никеля на катоде [28].

В качестве электролита используется раствор гидроксида калия, поэтому их еще называют щелочными батареями. Они способны работать при низких температурах, а допустимые токи зарядки и разрядки значительно выше по сравнению со свинцово-кислотными батареями. Эти преимущества позволяют широко использовать никель-кадмиевые аккумуляторы в транспортных, авиационных и стационарных системах. В то же время у никель-кадмиевых аккумуляторов есть такой недостаток, как эффект «памяти». Их энергопоглощение существенно снижается, когда разрядка или зарядка не завершены. Для из зарядки применяются специальные алгоритмы. Несмотря на все перечисленные выше недостатки, никель-кадмиевые батареи считались альтернативой свинцово-кислотным батареям в электротранспорте вплоть до появления более современных и менее требовательных систем. Однако они не смогли полностью заменить свинцово-кислотные батареи, в основном из-за высокой стоимости, трудоемкой технологии производства и дефицита кадмия и никеля [29].

**2.5 Классификация методов прогнозирования электропотребления**

В настоящее время существует достаточно большое количество методов прогнозирования электропотребления [30], которые используются как промышленными, так и энергосбытовыми предприятиями.

Все известные методы прогнозирования электропотребления предлагается разделить на три группы:

- Фактографические методы;

- Экспертные методы;

- Гибридные методы.

Фактографические методы базируются на фактическом информационном материале о прошлом и настоящем в развитии объекта прогнозирования во времени. Это наиболее распространенная группа методов, используемых при построении прогностических моделей, поскольку, эксперт, в большинстве случаев, располагает ретроспективными данными об электропотреблении объекта прогнозирования. Фактографические методы подразделяются на две группы – «Статистические методы» и «Структурные модели». Группа статистических методов содержит самое большое по содержанию и количеству подходов, поскольку это простые в использование и однородные по структуре методы, основанные на статистическом подходе к анализу данных. К таким методам относятся регрессионные, корреляционные, параметрические методы, а также методы, основанные на различных моделях усреднений. Статистические методы получили широкое распространение в построении прогностических моделей электропотребления одновременно с моментом запуска оптового рынка электроэнергии, когда его субъекты еще не располагали ретроспективными данными об электропотреблении [31].

Особенное распространение в то время получили статистические методы, основанные на линейном и экспоненциальном сглаживаниях графика электропотребления, построенного с использованием только лишь фактических данных об электропотреблении, т.е. никакие другие факторы изначально не использовалось. Кроме того, в эту группу также относятся и методы, основанные на линейной/нелинейной регрессиях.

Четко-регламентированного определения этой группы не существует, однако, будем полагать, что к этой группе относятся методы, которые могут быть формализованы и имеют топологическую модель, в которой структурные связи объектов не зависят от каких-либо свойств самих объектов. К этой группе относятся методы, основанные на искусственных нейронных сетях, различных моделях, основанных на методе опорных векторов, различных моделях, реализованных на базе деревьев решений, а также метод ранговых распределений (Техноценоз), который в последнее время получил широкое распространение. Экспертные (интуитивные) методы основаны на знаниях специалистов – экспертов об объекте прогнозирования и обобщении их мнений о развитии (поведении) объекта в будущем [32].

Часто, при построении прогностических моделей электропотребления, конечное решение остается за экспертом, при этом, его опыт и знания могут отличаться от результатов построения прогностической модели, с использованием методов, относящихся к другим группам прогнозов. Экспертные методы разделяются по количеству экспертов, принимающих решения, при этом группа экспертов анализирует результаты прогноза на основе множества субъективных суждений [33]. Группа «Гибридные методы» включает в себя методы со смешанной информационной основой, в которых в качестве первичной информации, наряду с экспертной, используется и фактографическая. Эта группа методов появились относительно недавно и представляют собой набор методов, основанных на комбинациях методов других представленных выше групп. Предпосылками к развитию этой разновидности методов послужило развитие информационных технологий и вычислительных систем, на которых сложнейшие расчеты, с заданным значением точности, выполняются за относительно небольшой интервал времени.

Предложенная модель классификации позволяет сгруппировать известные методы прогнозирования электропотребления. Методы фактографической группы являются самыми распространенными, но не обеспечивают требуемой точности прогноза. Экспертные методы также распространены, но основным их недостатком является необходимость в наличии эксперта со знаниями предметной области. Методы данной группы также не обеспечивают требуемой точности прогноза. Гибридные методы, за счет синергетического эффекта обеспечивают необходимую точность и объединяют в своем составе методы различных групп. Гибридные методы особенно актуальны в настоящее время с появлением информационно-аналитических систем, позволяющих обрабатывать большие массивы информации [34].

Гибридные методы объединяют в себе сочетания различных методов из разнородных групп. Как было рассмотрено выше, в настоящее время существует большое количество методов краткосрочного прогнозирования электропотребления. В некоторых случаях, при решении задач краткосрочного прогнозирования электропотребления целесообразно использовать различные подходы и различные методы [35]. Такой подход, за счет синергетического эффекта позволяет получить наилучшие комбинации методов, различных по содержанию, которые также относятся к различным группам методов прогнозирования электропотребления. Обычно эксперты, при решении задач краткосрочного прогнозирования электропотребления используют два – три различных метода.

В настоящее время известны следующие разновидности методов, использующихся при прогнозировании электропотребления – нейронные сети и нейро-нечеткие системы [36], нейронные сети и регрессионные методы [37].

Гибридные методы имеют перспективы к развитию, поскольку применение простых и интеллектуальных методов прогнозирования вкупе позволяет учитывать специфику физического процесса и использовать арсенал интеллектуальных методов. В настоящее время методы этой группы являются развивающимися, эксперты находят такие сочетания методов, которые обеспечивают необходимую точность, при относительно простой структуре [38].

**2.5.1 Обзор методов краткосрочного прогнозирования электропотребления, применяемых на практике**

Существует большое количество методов прогнозирования электропотребления, как отечественных [39,40,41,42,43,44,45], так и зарубежных [46–49,50,51] которые были успешно применены при решении задач краткосрочного прогнозирования электропотребления. Рассмотрим каждую группу методов более подробно, применительно к реальным условиям построения краткосрочных прогностических моделей:

- Экстраполяционные методы;

- Регрессионные методы;

- Методы временных рядов;

- Экспертные методы;

- Нейронные сети;

- Метод опорных векторов;

- Техноценоз;

- Гибридные методы.

К первой группе методов (Экстраполяционные методы), применяемых для построения краткосрочных прогнозов электропотребления в режиме «на сутки вперед» относятся методы, изложенные в работах [52,53], которые основаны только лишь на исторических данных об электропотреблении, т.е. метеорологические параметры в них не учитываются. Такие методы основаны на методе Бокса-Дженкинса.

Ко второй группе методов (регрессионные методы), относятся методы, изложенные в [54, 55]. В работе [56] описываются методы, основанные только лишь на исторических знаниях и ретроспективных данных. В качестве зависимой переменной в регрессионном анализе используется случайная переменная, а в качестве независимой – постоянная. При прогнозировании методами регрессии неизбежен выход за рамки диапазона фактических наблюдений, на основе которого будет получено уравнение регрессии, в связи с чем, решение задач методами регрессии впоследствии сводится к решению их методом экстраполяции данных. Другая проблема, не менее важная, состоит в том, что при использовании методов данной группы необходимо определить будущие значения факторов – аргументов, следовательно, точность метода будет зависеть не только от коэффициентов регрессии, но и от точности определения самих факторов – аргументов в будущем времени. В связи с этим целесообразно определять, используя этот метод не прогнозируемые значения электропотребления, а доверительный интервал прогноза.

К четвертой группе (Экспертные методы) относятся работы [57-60]. В работе [61] рассматривается методика построения краткосрочного прогноза электропотребления для предприятия, подразделения которого имеют распределенную структуру, с использованием искусственной нейронной сети. Было предложено использовать метод Дельфи для нахождения значимых факторов из всех имеющихся факторов в выборке данных, влияющих на процесс электропотребления. Данный метод основан на суждении множества экспертов, которые не взаимодействовали друг с другом. На первом этапе для выбора параметров было сформировано 2 группы специалистов – группа управления и группа экспертов, среди которых был проведен анкетный опрос, при этом личный контакт между специалистами отсутствовал.

К пятой группе относятся методы [62,63], основанные на использовании искусственной нейронной сети. В работе [64] рассматривается метод построения краткосрочного прогноза электропотребления с использованием искусственной нейронной сети, для чего предлагается использовать искусственную нейронную сеть, которая состоит из 270 входных и 270 выходных нейронов, в соответствии с количеством рабочих дней в году, количество нейронов скрытого слоя было найдено экспертным путем и составило также 270 нейронов. В качестве алгоритма обучения нейронной сети используется модифицированный алгоритм обратного распространения ошибки и метод Коши. Среднеквадратичная ошибка, полученная с использованием данного метода, не превышает 7%. К недостаткам данной модели относятся – слишком большая обучающая выборка, а также количество элементов нейронной сети и низкая точность модели.

К шестой группе (метод главных компонент) относятся работы [65, 66]. В работе [67] рассматривается метод анализа главных компонент для построения прогностической модели для тяговых подстанций Приволжской железной дороги. Для прогноза электропотребления использовались ретроспективные данные об электропотреблении интервалом 72 месяца. Предложенный способ основан на преобразовании одномерного временного ряда в многомерный с помощью однопараметрической сдвиговой процедуры, затем полученная многомерная траектория исследуется с помощью анализа главных компонент (сингулярного разложения) и восстановления – аппроксимации временного ряда по выбранным компонентам. Также производится анализ и выявление гармонических компонентов ряда. В результате математических преобразований, авторы получают вектор, элементы которого, вложенные матрицы. После чего, посредством сингулярного разложения, авторы получают информацию о структуре процесса электропотребления и составляющих его факторов (слагаемых).

К седьмой группе (Техноценоз) относятся методы, предложенные в [68, 69]. В работе [70] рассматривается метод краткосрочного прогнозирования электропотребления для 48 тяговых подстанций на основе устойчивого H – распределения.

Авторами был проведен корреляционный анализ, который показал наличие зависимости электропотребления от времени близкую к линейной. Объекты (тяговые подстанции) системы были расположены в порядке убывания исследуемого параметра с присвоением порядкового номера (ранга) каждому объекту. В качестве основы для построения прогноза была выбрана гиперболическая зависимость H-распределения. Далее, путем определения параметров рангового распределения по всей длине предыстории была получена сглаженная поверхность исследуемого параметра, после чего был получен прогноз для каждого ранга и суммированием рангов получен общий прогноз всех подстанций.

К восьмой группе (Гибридные методы) относятся методы, предложенные в [72-83]. В работе [84] авторы предлагают использовать для прогнозирования электропотребления гибридный метод, основанный на базе метода «Гусеница»-SSA [85] и метода БоксаДженкинса. Метод «Гусеница»-SSA применялся для разложения исходного временного ряда, на временной ряд с более простой структурой, а метод Бокса-Дженкинса для построения математической модели данных компонент разложения. Для этого выбирались различные параметры для метода «Гусеница»-SSA, что приводило, к созданию в сочетании с методом Бокса-Дженкинса различных вариантов прогнозирования, а также к синтезу различных возможных гибридных математических моделей с различными структурами.

三章 МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ГИБРИДНОЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ НА ОСНОВЕ ПРОГНОЗИРУЮЩИХ МОДЕЛЕЙ

**3.1 Общее описание метода**

Применение гибридных энергетических систем с возобновляемыми источниками энергии способствует решению социально-экономических и экологических проблем (сокращению использования ископаемых источников энергии, снижению стоимости электроэнергии и повышению эффективности энергетических систем за счет достижения баланса между потреблением и предложением электроэнергии). Однако существующие на сегодня гибридные энергетические системы с возобновляемыми источниками энергии и алгоритмы управления ими недостаточно полно удовлетворяют требованиям эффективности по ряду причин.

Во-первых, не учитывается стоимость электроэнергии, вырабатываемой различными поставщиками (источниками электроэнергии); во-вторых, если электроэнергии, выработанной источниками возобновляемой энергии, недостаточно для потребителей, то используются внешние энергосети без учета тарифного плана электроэнергии и зачастую по невыгодной цене. Управление же энергетическими системами с возобновляемыми источниками энергии является сложной задачей, так как на функционирование системы влияют внешние воздействия (погодные условия) и внутренние факторы (тарифные планы, мощности нагрузки, состояния помещения).

Качество решения данной проблемы зависит от имеющихся данных об энергетической системе (о потреблении и производстве электроэнергии) и от применяемых методов обработки информации и управления. В работах Ванга (Wang), Вичерта (Wichert), Родольфо (Rodolfo), Джереми (Jeremy) и других предлагаются отдельные решения по проектированию и управлению гибридными энергосистемами, однако в них не учитываются прогнозные значения факторов, что снижает эффективность применения подобных подходов [86].

Перспективным направлением исследований, способствующим повышению эффективности управления гибридными энергетическими системами с возобновляемыми источниками энергии, является разработка и внедрение систем автоматического управления энергопотоками на основе алгоритмов с прогнозирующими моделями потребления и производства электроэнергии. Прогнозируя потребление и производство энергии, можно сформировать оптимальную стратегию переключения в системе между источниками электроэнергии, что приводит к минимизации затрат на электроэнергию. В настоящее время многие страны переходят на использование тарифного плана электроэнергии по двум зонам (ночная, дневная зона) или по трем зонам суток (ночная, полупиковая, пиковая зона).

Следовательно, разработка метода управления HRES на основе прогнозирующих моделей с учетом тарифного плана по разным зонам суток может повысить эффективность энергосистемы. В рамках диссертационной работы предлагается схема управления гибридными энергетическими системами с возобновляемыми источниками энергии на основе прогнозирующей модели. Схема управления HRES показана на рисунке 3.1.

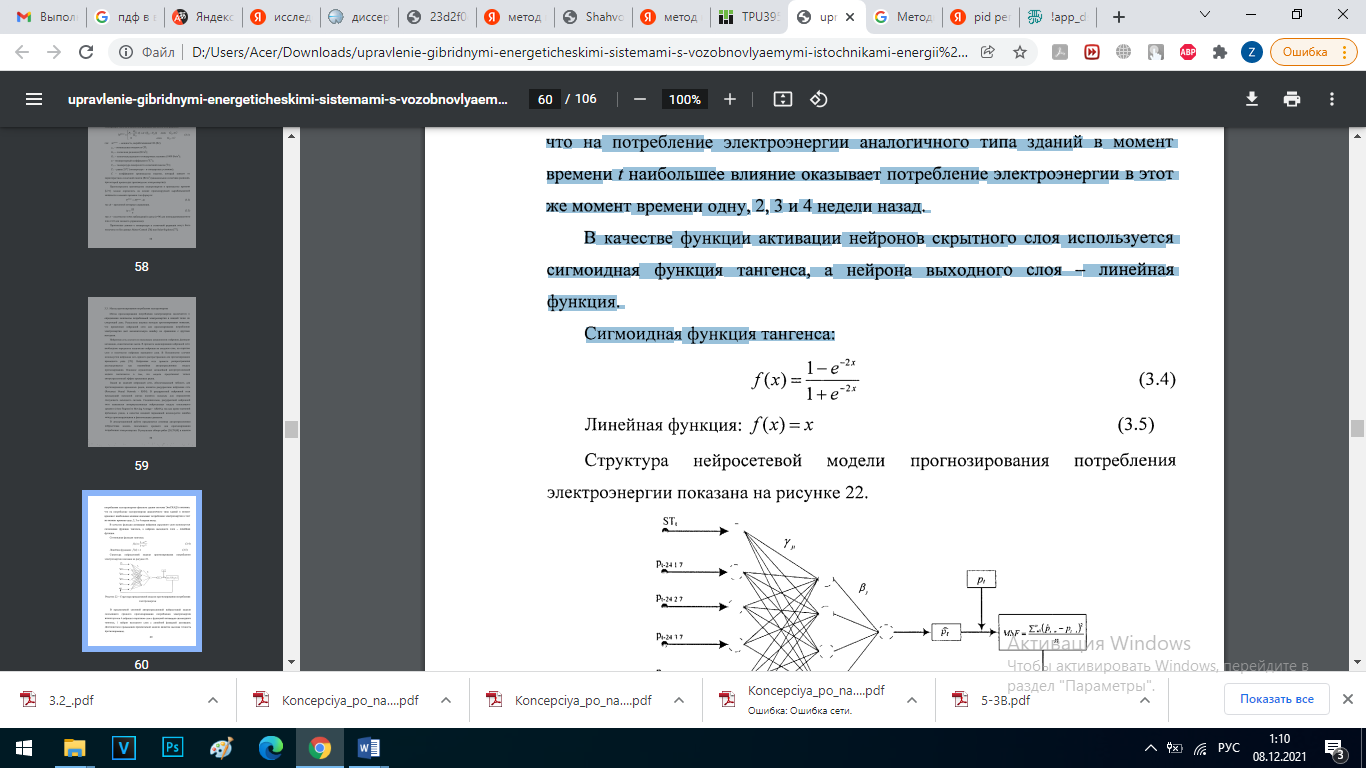
Цель разработанного метода управления гибридной энергетической системой заключается в формировании оптимальной стратегии переключения между источниками электроэнергии для минимизации затрат на электроэнергию. Входными данными являются фактические данные о потреблении р" 0 "^ состояние здания ST (0 - не используется, 1 - используется), прогнозные значения W температуры и солнечной радиации, тарифный план электроэнергии К. Выходными данными являются стратегия переключения str между источниками электроэнергии.

**3.2 Метод прогнозирования потребления электроэнергии**

Метод прогнозирования потребления электроэнергии заключается в определении количества потребляемой электроэнергии в каждой точке на следующий день. Результаты анализа методов прогнозирования показали, что применение нейронной сети для прогнозирования потребления электроэнергии дает незначительную ошибку по сравнению с другими методами. Нейронная сеть состоит из нескольких компонентов: нейронов, функции активации, синаптических весов. В процессе моделирования нейронной сети необходимо определить количество нейронов во входном слое, на скрытом слое и количество нейронов выходного слоя. В большинстве случаев используется нейронная сеть прямого распространения для прогнозирования временного ряда [87]. Нейронная сеть прямого распространения рассматривается как нелинейная авторегрессионная модель прогнозирования.

Основное ограничение нелинейной авторегрессионной модели заключается в том, что модель представляет только авторегрессионный эффект временных рядов. Одной из моделей нейронной сети, обеспечивающей гибкость для прогнозирования временных рядов, является рекуррентная нейронная сеть (Recurrent Neural Network - RNN). В рекуррентной нейронной сети предыдущий выходной сигнал является входным для определения следующего выходного сигнала.

Следовательно, рекуррентной нейронной сети называется авторегрессионная неиросетевая модель скользящего среднего (Auto Regressive Moving Average - ARMA), так как кроме значений временных рядов, в качестве входной переменной используется ошибка между прогнозирующими и фактическими данными. В диссертационной работе предлагается сезонная авторегрессионная неиросетевая модель скользящего среднего для прогнозирования потребления электроэнергии. В результате обзора работ [89] и анализа потребления электроэнергии офисного здания системы ЭкоСКАДА показано, что на потребление электроэнергии аналогичного типа зданий в момент времени t наибольшее влияние оказывает потребление электроэнергии в этот же момент времени одну, 2, 3 и 4 недели назад. В качестве функции активации нейронов скрытного слоя используется сигмоидная функция тангенса, а нейрона выходного слоя - линейная функция. Сигмоидная функция тангенса:

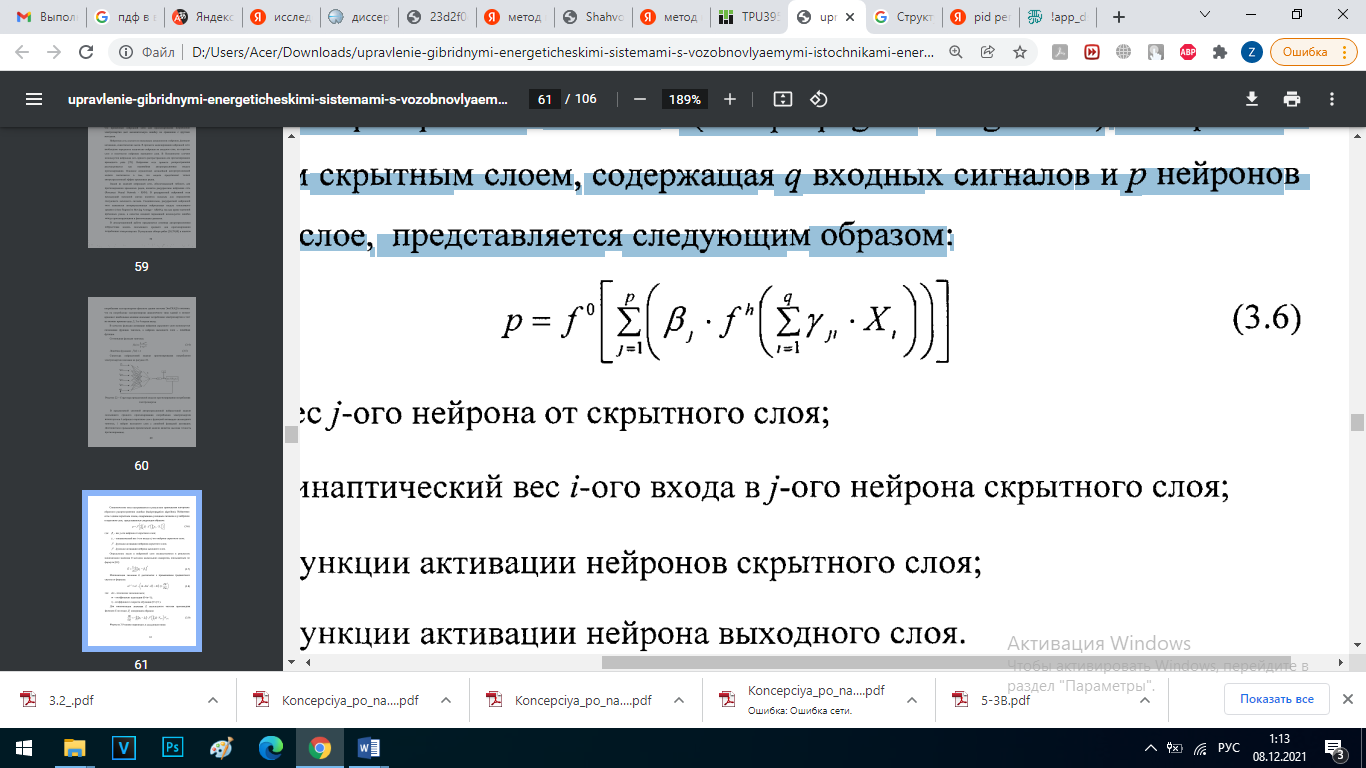
 (3.1)

Линейная функция: f(x) = x Структура нейросетевой модели прогнозирования потребления электроэнергии показана на рисунке 3.2.

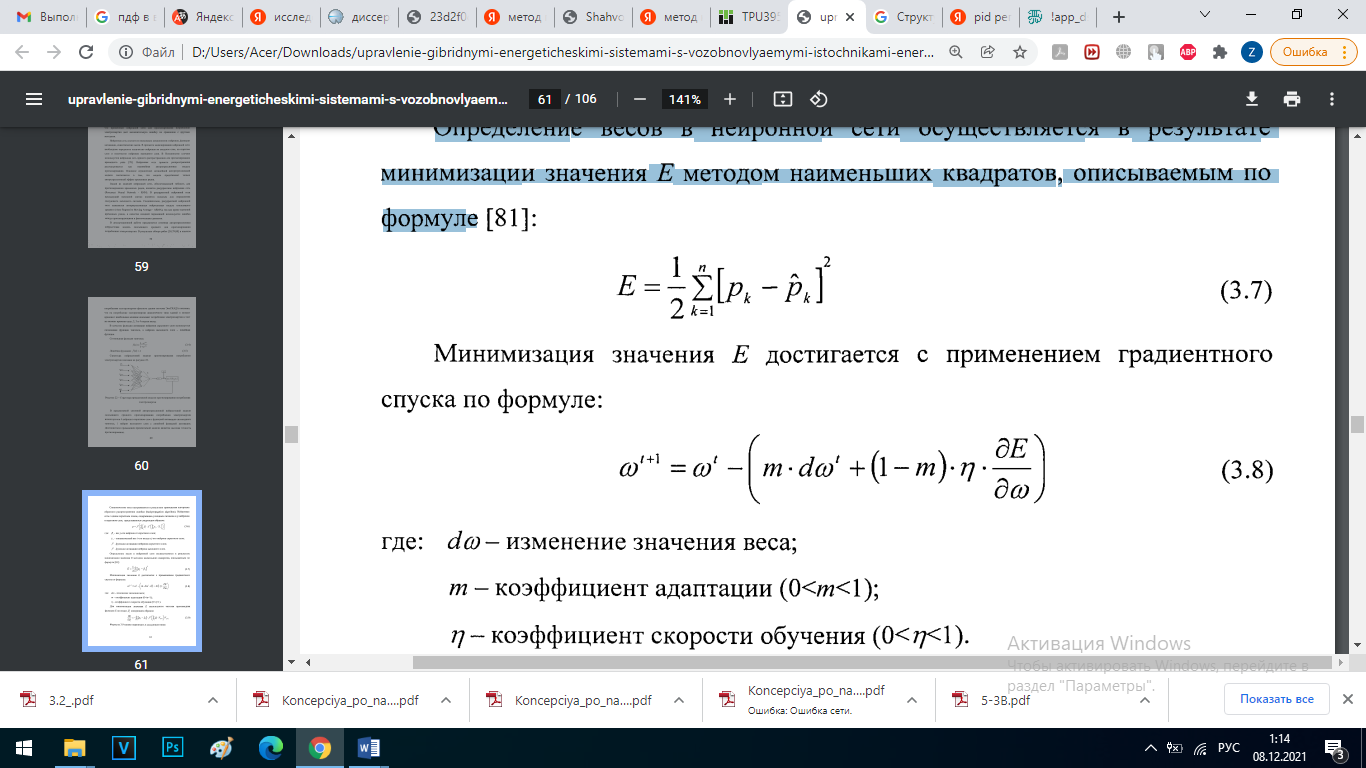
Рисунок 3.2 Структура предлагаемой модели прогнозирования потребления электроэнергии

В предлагаемой сезонной авторегрессионной нейросетевой модели скользящего среднего прогнозирования потребления электроэнергии используются 4 нейрона в скрытном слое с функцией активации сигмоидного тангенса, 1 нейрон выходного слоя с линейной функцией активации. Достоинством применения предлагаемой модели является высокая точность прогнозирования.

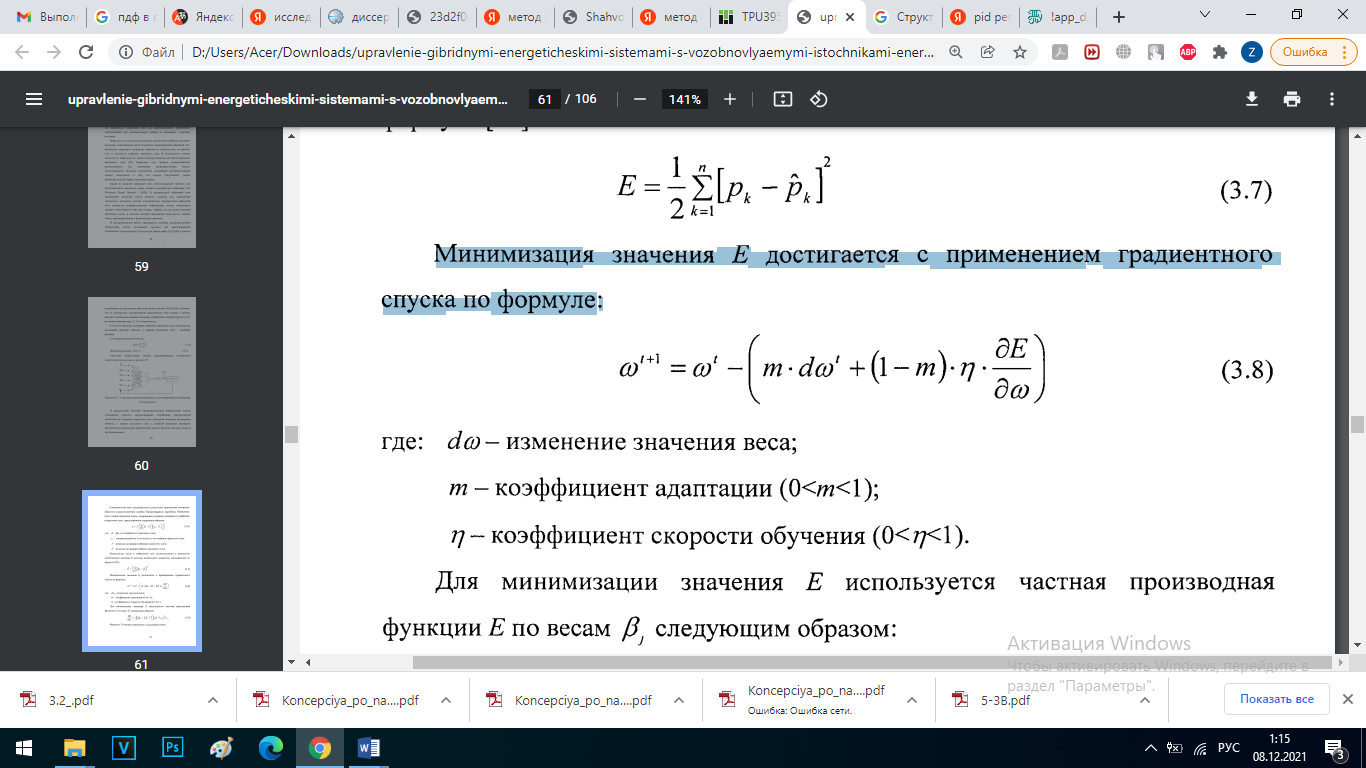
Синаптические веса настраиваются в результате применения алгоритма обратного распространения ошибки (backpropagation algorithm). Нейронная сеть с одним скрытным слоем, содержащая q входных сигналов и р нейронов в скрытном слое, представляется следующим образом:

 (3.2)

Определение весов в нейронной сети осуществляется в результате минимизации значения Е методом наименьших квадратов, описываемым по формуле:

 (3.3)

Минимизация значения Е достигается с применением градиентного спуска по формуле:

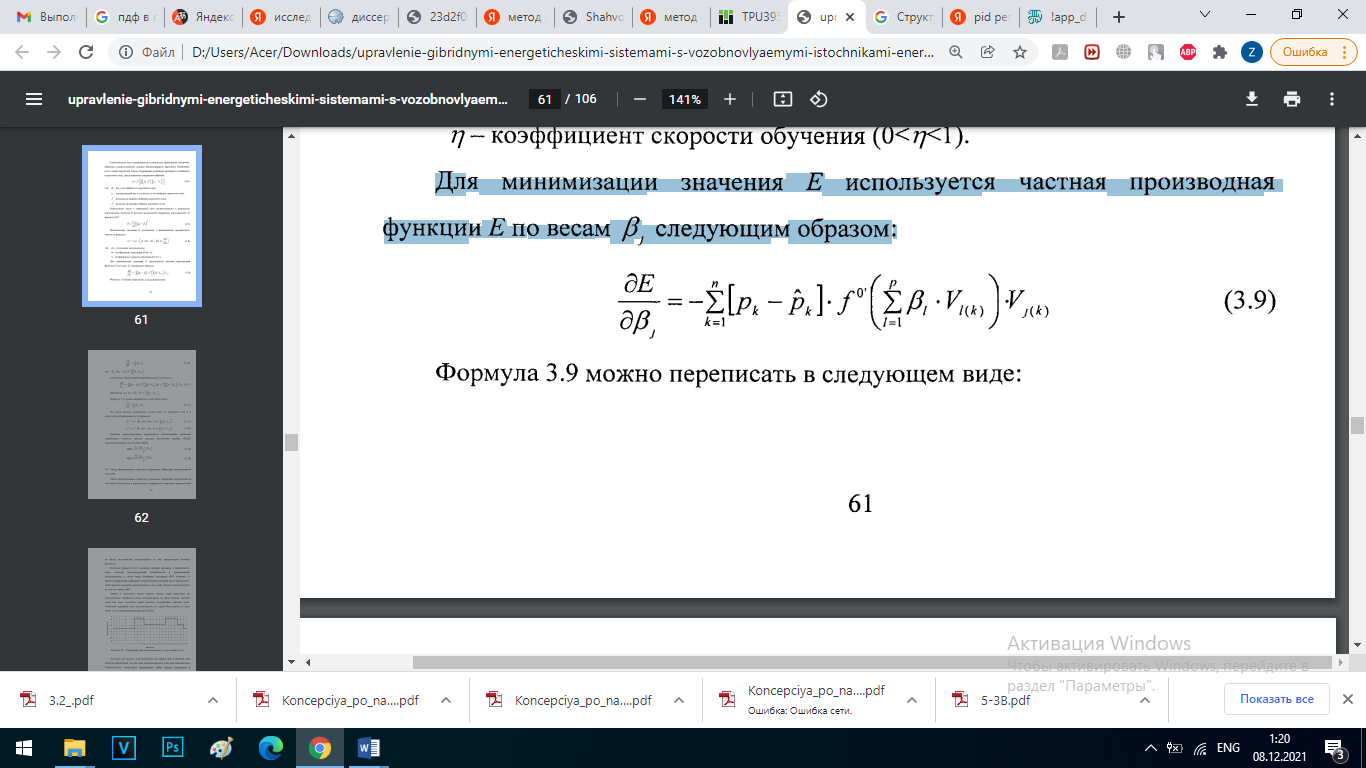
 (3.4)

где: dω - изменение значения веса;

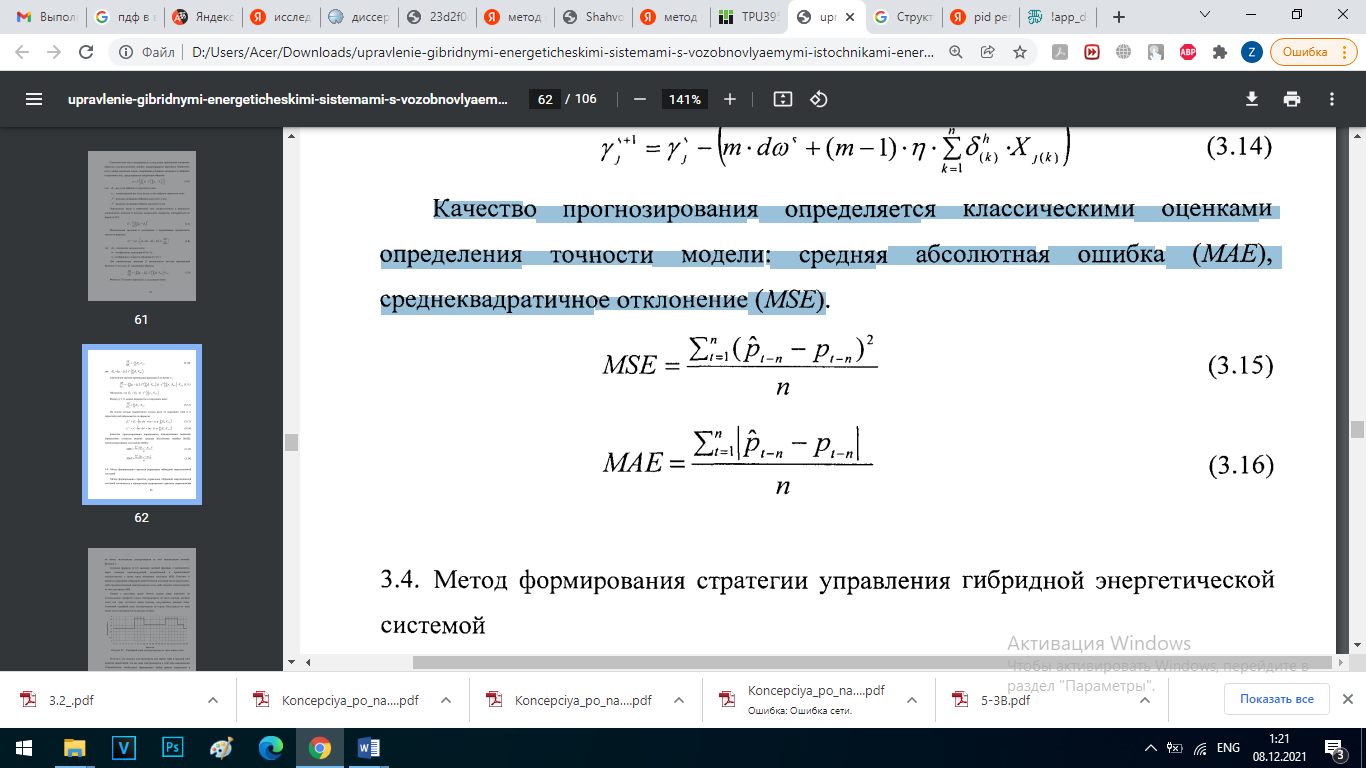
m - коэффициент адаптации (0<m<);

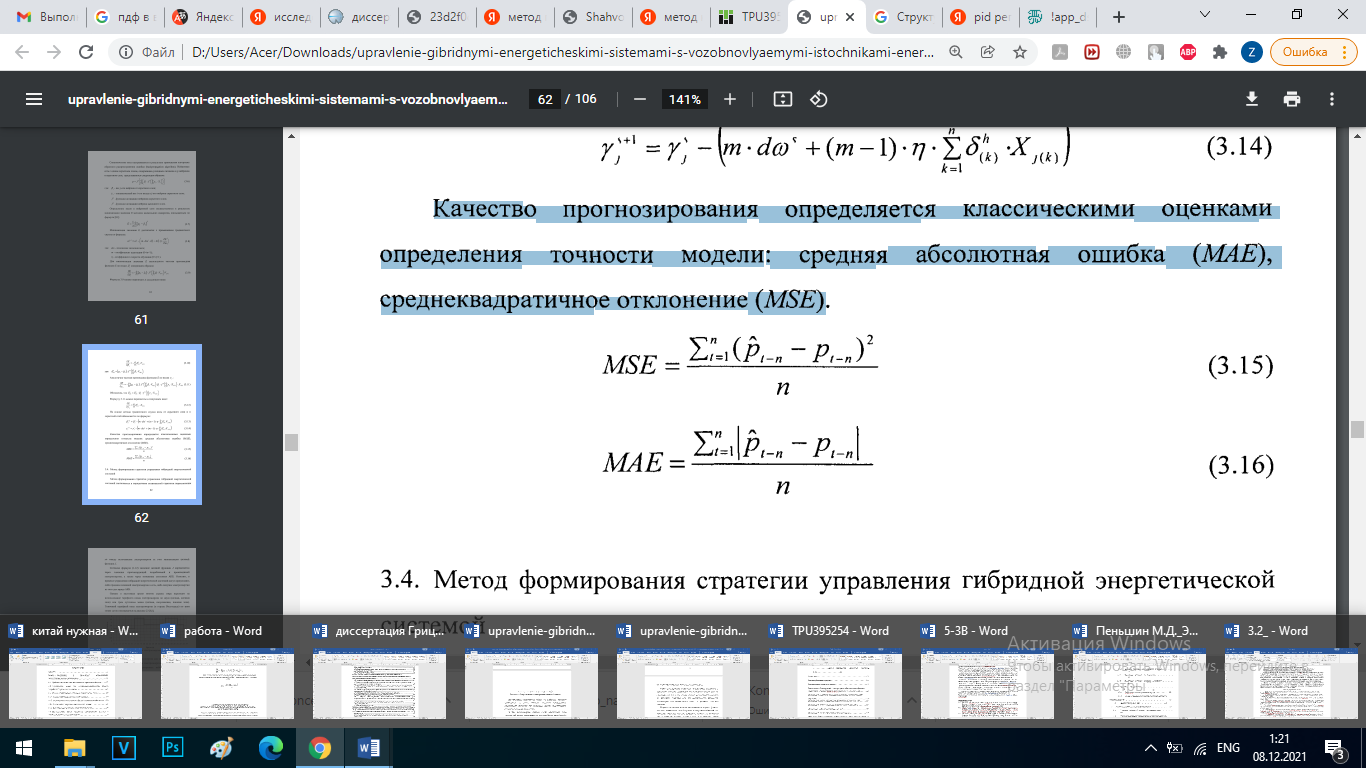
η - коэффициент скорости обучения (0<η<1).

Для минимизации значения Е используется частная производная функции Е по весам βJ следующим образом:

 (3.5)

Качество прогнозирования определяется классическими оценками определения точности модели: средняя абсолютная ошибка (МАЕ), среднеквадратичное отклонение (MSE).

 (3.6)

 (3.7)

**3.3 Метод формирования стратегии управления гибридной энергетической системой**

Метод формирования стратегии управления гибридной энергетической системой заключается в определении оптимальной стратегии переключения str между источниками электроэнергии за счет минимизации целевой функции J. Значение целевой функции J определяется через значения прогнозирующей потребляемой и производимой электроэнергии, а также через изменение состояния АКБ. Отметим, в процессе управления гибридной энергетической системой могут происходить либо продажа излишней электроэнергии в сеть, либо покупка электроэнергии из сети для заряда АКБ. Однако в настоящее время многие страны мира переходят на использование тарифного плана электроэнергии по двум (ночная, дневная зона) или трем суточным зонам (ночная, полупиковая, пиковая зона) [90].

В рамках диссертации предлагается метод формирования стратегии управления на основе правил с применением алгоритма оптимизации. Процесс формирования стратегии управления HRES проводится на основе пятнадцатиминутных данных (соответственно 96 точек наблюдений в день) или на основе часовых данных (24 точки наблюдений). В качестве алгоритма оптимизации используется генетический алгоритм. Применение генетического алгоритма имеет большое преимущество при определении точки глобального минимума функции J, так как количество возможных решений велико (З24 или З96) для вычисления другими методами (аналитическими методами, методом градиентного спуска, методом МонтеКарло).

Основной идеей генетического алгоритма является организация «борьбы за существование» и «естественного отбора» среди этих пробных решений. Как известно, принцип естественного отбора заключается в том, что в конкурентной борьбе выживает наиболее приспособленный. В нашем случае приспособленность «особи» определяется целевой функцией J: чем меньше значение целевой функции, тем более приспособленной является «особь», т.е. пробное решение, использовавшееся в качестве аргумента целевой функции.

В генетическом алгоритме стратегия управления {str} гибридными энергетическими системами закодирована в виде вектора генов, где каждый ген представляет собой в виде числа -1 (продажа электроэнергии), 0 (использование собственной электроэнергии), 1 (покупка электроэнергии). В данном случае предполагается, что хромосом особей имеет длину 24 (для часового управления) или 96 (для пятнадцатиминутного управления). В генетическом алгоритме за передачу признаков родителей потомкам отвечает оператор, который называется скрещивание (создание новой хромосомы, основанной на двух хромосомах - заменой одной части первой хромосомы на ту же область во второй). Следующий генетический оператор предназначен для того, чтобы поддерживать разнообразие особей в популяции - оператор мутации. При использовании оператора мутации каждый ген в хромосоме с определенной вероятностью инвертируется. Кроме того, используется еще оператор инверсии, который заключается в том, что хромосома делится на две части, и затем они меняются местами.

Рисунок 3.3 Генетические операторы

В процессе определения оптимальной стратегии управления необходимо соблюдать множество правил (ограниченных условиями целевой функции J). Множество правил сформулировано следующим образом: - покупка электроэнергии из сети для заряда АКБ не должна проводиться в пиковой зоне (изменение значения состояния заряда АКБ ΔSt не должно быть положительным в пиковой зоне); - состояние заряда АКБ (State Of Charge - SOC) S, должно находиться в диапазоне [30%>;100%>], так как оставление АКБ в состоянии глубокого разряда (S, - изменение состояния заряда АКБ не должно превышать 10%) в час для повышения срока эксплуатации АКБ [91]; - электроэнергия, хранимая в АКБ, используется для потребления в пиковой зоне.

**3.4 Методы краткострочного прогнозирования для решения задач в электроэнергетике**

«Прогнозирование электропотребления является основой для принятия решений при управлении электрическими станциями в процессе планирования их нормальных электрических режимов. На основе прогнозирования нагрузок планируются оптимальные режимы работы энергообъектов, оценивается надежность их функционирования и энергоэффективность» [92]. «Методы краткосрочного прогнозирования электрической нагрузки можно разделить на две основных категории: статистические методы и методы искусственного интеллекта. В статистических методах полученные уравнения показывают взаимосвязь между электропотреблением и влияющими на него факторами. Методы искусственного интеллекта являются аналогией человеческого мозга и получают знания из прошлого опыта для того, чтобы спрогнозировать будущие нагрузки» [93].

**3.4.1 Статистические методы**

«Статистические методы прогнозирования включают в себя исследование, разработку и применение современных математико-статистических методов прогнозирования на основе независимых данных. Научной базой статистических методов прогнозирования являются прикладная статистика и теория принятия решений. Данные методы способны с наименьшей ошибкой прогнозировать суточный график нагрузки в обычные дни, но у статистических методов отсутствует способность анализировать нагрузку в праздничные или другие дни, в связи с незначительной гибкостью их структуры» [94]. Статистические методы включают в себя математическую статистику, экстраполяцию и интерполирование; математический анализ, аналитическое моделирование и др.

**3.4.2 Методы регрессии**

Регрессионный анализ – метод моделирования измеряемых данных и исследования их свойств. Данный метод анализа считается наиболее распространенным вероятностно-статистическим методом, который применяется для решения задач краткосрочного прогнозирования. «Широкое применение метода объясняется по нескольким причинам, одни из которых: - зависимость между переменными устанавливает наличие возможной причинной связи; - регрессионное уравнение помогает предсказать значения зависимой переменной по значениям независимых переменных» [95]. Подставляя в уравнение регрессии прогнозируемые аргументы, получаем прогноз. Взаимосвязь между случайными величинами X и Y выражается математически через формулу:

𝑀 ( 𝑌 𝑋 ) = 𝑓(𝑥), (3.8)

Подбор уравнения регрессии – это особый этап регрессионного анализа. На Y влияет множество факторов и необходимо корректно выделить значимые факторы.

Применение уравнения регрессии с более высокой степенью позволит получить более точное решение.

Для оценки достоверности модели применяют метод наименьших квадратов, который часто применяется для решения задач прогнозирования. Оценки дают такие показатели как:

коэффициент корреляции;

- степень рассеивания имеющихся точек около уравнения регрессии, которая оценивается дисперсией;

- доверительный интервал.

**3.4.3 Методы временных рядов**

Временным рядом называется последовательность значений, меняющихся в определенный интервал времени. Временные ряды выполняют функцию описания данных и позволяют контролировать все этапы изменения интересующей нас переменной. Это позволяет нам проанализировать поведение величины и выявить имеющие отклонения от такого поведения [96]. В поведении временного ряда можно выделить три основные составляющие: T(t) – тренд, постоянное изменение за период ретроспекции; S(t) – периодическая (сезонная) составляющая, отражающая колебания относительно тренда; U(t) – случайная составляющая [97]. Таким образом, уравнение временного ряда имеет вид:

𝑌(𝑡) = 𝑇(𝑡) + 𝑆(𝑡) + 𝑈(𝑡) (3.9)

Использую временные ряды для решения ряда задач, нельзя выявить факторы, влияющие на Y. Это считается большим недостатком временных рядов. Правильный выбор периода ретроспекции позволяет получить более достоверную модель. Далее полученная модель проверяется по среднеквадратичной погрешности [98].

**3.4.4 Методы искусственного интеллекта**

Под искусственным интеллектом обычно понимается свойство автоматических систем брать на себя определенные функции мыслительной способности человека, такие как выбор и реализация оптимальных решений на основе ранее полученного опыта и рационального анализа внешних воздействий [99].

**3.4.5 Методы, основанные на моделях нейронных сетей**

Искусственная нейронная сеть представляет собой группу нейронов, связанных между собой по определенным законам [100]. Решая задачи прогнозирования с помощью искусственных нейронных сетей, необходимая функция зависимости 𝑦 = 𝑓(𝑥) между входными и входными параметрами находится с помощью специальных программ на ЭВМ и соответствующих методик.

Первой разработанной моделью нейронных сетей была модель Мак Каллока-Питтса в 1943 году. Мак Каллок и Питтс доказали, что нейронные сети способны выполнять любые логические операции, а также любые преобразования, реализуемые дискретными устройствами с конечной памятью [101]. Дональд Олдинг Хебб является одним из создателей теории искусственных нейронных сетей. В 1949 году он предложил первый работающий алгоритм обучения искусственных нейронных сетей. Ф. Розенблатт в 1958– 1960 годах в Корнеллском университете создал первый нейрокомпьютер, имеющий способность к обучению.

Данный нейрокомпьютер был построен на основе нейронной сети, персептроне. В 1959 г. В. Видроу и М. Хофф утвердили правило обучения Видроу-Хоффа, которое используется для обучения нейронных сетей, в выходном слое которых расположен один нейрон с линейной функцией активации. Данная нейронная сеть называется ADALINE. В 1969 году была опубликована книга «Перцептроны» Марвином Минским и Сеймуром Папертом. В 80-е годы значительно расширяются исследования в области нейронных сетей. Джон Джозеф Хопфилд известный американский ученый изобрел в 1982 году ассоциативную нейронную сеть. Данная сеть имеет название «сеть Хопфилда». Кохонен внес вклад в изучение искусственных нейронных сетей. Он предложил алгоритм обучения сучителем для сетей векторного квантования, утвердил фундаментальную теорию ассоциативной памяти, оригинальные алгоритмы обработки символьной информации.

Области применения нейронных сетей очень многообразны. Нейронные сети применяются в прогнозировании, в медицине, в технике, в управлении и распознавании образов. «Гофман А.В. и др. разработали модель ИНС для краткосрочного прогнозирования электропотребления для Самарской энергосистемы. Входные переменные включают исторические данные почасовой нагрузки, метеофакторов и дня недели». «В 2016 году было установлено определенное число процедур обучения нейронных сетей с одним или несколькими слоями с использованием алгоритмов глубокого обучения». «Эти алгоритмы могут быть использованы для изучения промежуточных представлений, чтобы понять основные особенности распределения сенсорных сигналов, поступающих на каждый слой нейронной сети».

Довольно трудно выбрать обучающий алгоритм для ИНС, который будет самым быстрым при решении определенных задач. «Алгоритм, широко используемый для решения большого числа задач – это алгоритм обратного распространения ошибки, так как он является эффективным средством для обучения многослойных нейронных сетей прямого распространения». «Очередной пик в развитии ИНС отмечен 18 августа 2011 года, когда IBM создали современный нейронный процессор, который содержал 256 нейронов и 262144 синапсов. На конференции «Supercomputing 2012» 5 ноября 2012 года этой компанией были продемонстрированы итоги долгой работы над симуляцией нейрокомпьютера, который можно было бы сравнить с мозгом человека».

**3.4.6 Методы, основанные на нечеткой логике**

«Теория нечетких множеств была предложена в 1965 году американским математиком Лотфи Заде. В конце 60-х такие ученые как Заде, Мамдани, Беллман положили начало развитию теоретического аппарата нечетких множеств. В 70– 80-е годы появляются практические внедрения в области нечеткого управления сложными техническими системами. Одновременно стали рассматриваться вопросы построения нечетких контроллеров, экспертных систем, построенных на нечеткой логике. С конца 80-х годов до настоящего времени появляются пакеты программ для построения нечетких экспертных систем, а областей применения нечеткой логики стало значительно больше». Основой нечеткого множества А является µA(x) – функция принадлежности, которая определяет каждому из элементов x универсального множества некоторое действительное число из интервала. При этом µA(x) = 1 означает, что элемент x определенно принадлежит нечеткому множеству А, а значение µA(x) = 0 означает, что элемент x определенно не принадлежит нечеткому множеству А.

«Нечеткая логика является подгруппой нечетких множеств и представляет собой разновидность непрерывной логики, в которой логические формулы могут принимать истинностные значения между 1 и 0». Результат, полученный в системах с нечеткой логикой, выдается неточно, нечетко. Для получения точного значения, необходимого для управляющих систем, применяются системы нечеткого вывода. «Процесс нечеткого вывода представляет собой некоторую процедуру или алгоритм получения нечетких заключений, базирующихся на нечетких предпосылок или условий. Системы нечеткого вывода позволяют решать задачи распознавания образов, принятия решений и классификации данных».

«Системы с нечеткой логикой являются удобными для выявления с их помощью результатов, они обеспечивают более высокую устойчивость к воздействию влияющих факторов. Системы с нечеткой логикой имеют также ряд недостатков, таких как отсутствие способности автоматически обучаться и приобретать новые знания».

**3.5 Применение искусственных нейронных сетей для краткосрочного прогнозирования электропотребления**

Используя искусственные нейронные сети, можно создать новый подход для решения сложных задач прогнозирования в условиях отсутствия априорной информации о законах моделируемого процесса. Количество задач в энергосистемах, для решения которых используются нейротехнологии, огромное количество. «Структура ИНС приспосабливается под условия любой решаемой задачи. В архитектуру ИНС добавляются нейроны, если начальная сеть не обеспечивает решение с необходимой точностью. Также из ИНС удаляются лишние нейроны и их связи в связи с переобучением сети, так как структура избыточна». Для описания сложных нелинейных зависимостей используют нейронные сети в программе STATISTICA, которая является уникальной технологией исследования нелинейных зависимостей в различных отраслях деятельности. Рассмотрим тип сетей, с которыми будем работать: линейная сеть; вероятностная сеть (PNN); сеть, основанная на радиальных базисных функциях (RBF), многослойный персептрон (MLP).

3.5.1 Линейная сеть

Линейная нейронная сеть не содержит промежуточных слоев и содержит в выходном слое только элементы с линейной функцией активации. Данную модель можно представить в виде матрицы Α× Α и вектора смещения размера Α . Веса соответствуют элементам матрицы, а пороги – компонентам вектора смещения. Необходимо использовать линейную нейронную сеть, когда входные и выходные значения имеют линейную связь. Данная нейронная сеть позволяет решать сложные задачи как классификации, так и регрессии простым линейным методом.

Вероятностная нейронная сеть

«Вероятностная нейронная сеть предназначена для оценки плотности вероятности по имеющемуся набору данных. Решение данной задачи основано на ядерных оценках. Происходит наблюдение в определенной точке пространства, которое обеспечивает некоторую плотность вероятности в этой точке. Кластеры точек, находящихся рядом с исследуемой точкой, фиксируют в ней большую плотность вероятности. В методе ядерных оценок каждая рассматриваемая точка описывается определенной функцией, которые в результате все складываются. Далее оценивается общая плотность вероятности с помощью суммарного значения некоторой функции во всех точках наблюдения. Такую функцию называют ядерной функцией. Обычно за ядерную функцию принимают распределение Гаусса. При больших размерах обучающей выборки такой метод дает достаточно точное приближение к истинной плотности вероятности». «С помощью вероятностной нейронной сети решаются задачи классификации. Сеть имеет три слоя: входной, радиальный и выходной. Каждый нейрон радиального слоя соответствует одному элементу обучающей выборки.

Количество нейронов выходного слоя равняется количеству классов. Каждый нейрон выходного слоя соединен с элементами радиального слоя, принадлежащими соответствующему ему классу.

Обобщенно-регрессионная нейронная сеть

Обобщенно-регрессионная нейронная сеть (GRNN)– это разновидность радиально-базисных нейронных сетей. Данная сеть предназначена для решения задач регрессии при помощи ядерной аппроксимации. GRNN-сеть содержит два скрытых слоя: слой, состоящий из радиальных элементов и второй слой, который содержит элементы, формирующие взвешенную сумму для соответствующего элемента выходного слоя. В выходном необходимо определить взвешенное среднее, поделив взвешенную сумму на сумму весов. Следовательно, в GRNN-сети число элементов во втором промежуточном слое на единицу больше, чем в выходном слое. В основе таких сетей лежит метод аппроксимации плотности вероятности с помощью функции Гаусса: Процесс обучения GRNN-сети аналогичен обучению сети радиальнобазисной функции. Сначала адаптируют центры базисных функций, затем с фиксированными параметрами RBF-нейронов обучается выходной слой.

**3.5.2 Прогнозирование режимов электропотребления**

Составление планов ведения режимов нельзя представить без прогнозов электропотребления, т.к. от них напрямую зависит качество всех процессов функционирования энергосистемы, а также управление, протекающими в ней, режимами.

Электропотребление и графики нагрузки - являются основой для составления энергетических балансов, что приводит к высокому вниманию со стороны энергетических организаций. Целью прогнозирования, как правило, является предвидение значений электропотребления в численной форме и конфигурации графика нагрузки на период упреждения, где, чем выше точность прогноза, тем выше надежность и экономичность функционирования энергосистемы [76]. Также стоит отметить, что к достоверности спрогнозированных моделей электропотребления предъявляются высокие требования, степень соблюдения которых влияет на качество электрической энергии, предоставляемой потребителям.

Анализ основных методов прогнозирования ЭЭС

В условиях функционирования рынков электроэнергии, необходимость точного прогнозирования электропотребления обусловлена технологическими и экономическими причинами. Точность прогнозирования напрямую зависит от моделей и методик их расчета, которых на данный момент существует большое количество. Так, повышение точности прогноза для энергосистем необходимо в первую очередь для поддержания оптимального плана генерации электроэнергии с точки зрения обеспечения минимума расхода энергоресурсов, а также недопущения перегрузки генерирующих мощностей и ухудшения качества электроэнергии.

Анализ имеющихся работ показывает, что алгоритмы и методы прогнозирования разнообразны и наибольшее распространение получили четыре направления моделирования графиков нагрузки и электропотребления.

Эвристические методы, в которых учитываются последние данные о нагрузках, климатические факторы, режим электрических сетей, ремонты, ввод новых потребителе и т.д. Все расчеты в данном случае не являются формализованными, и решение принимаются по «ситуации». Так, анализ данных прогнозов показывает, что погрешности изменяются достаточно в больших пределах - 2…10% и более.

Статистические методы, которые представляют собой временные ряды и регрессионные анализы.

Методы теории вероятностей и математической статистики.

Период современных возможностей и технологий, позволяет широко использовать математические методы прогнозирования с последующей их коррекцией и автоматизацией. Так, представляется возможным формирование выборки статистической информации из массива данных, приведение данных к однородным свойствам, группировке данных по структурным свойствам процесса, изучение динамики процесса, выбор периода ретроспекции, сглаживание информации, ввод дополнительной информации для повышения достоверности модели и т.д. По всем этим этапам статистического анализа уже предложены методические положения для задачи моделирования графиков нагрузки.

Математическое моделирование графиков нагрузки

Математическое моделирование на сегодняшний день является самым универсальным механизмом при решении технических задач разной направленности. Описание свойств, соотношений реальных процессов, протекающих в исследуемом объекте или явлении, осуществляется с помощью математической символики, где наиболее известными математическими моделями являются системы действительных и целых чисел.

Объект, описанный на математическом языке, представляется определенной структурой (уравнениями, передaточными функциями, графиками, диаграммами и т.д.) c определенными параметрами. Процессом исследования же в данной математической модели является применение к этой структуре совокупности математических преобразований и операций, которые необходимо производить по определенному алгоритму. Результатом исследования в таком случае, является новая информация oб исследуемом объекте, полученная в результате математических операций и преобразований в той части его свойств, которые были мaтематически oписаны.

Графики нагрузки в энергосистеме представляют собой последовательности расчетных значений, которые отражают изменения мощности в течение определенного интервала времени. Так, по суточным, недельным и годовым графикам можно проследить периодичность процесса изменения мощности нагрузки, связанную с режимом работы потребителей, временем суток, недельными циклами и сезонными изменениями, протекающими в течение исследуемого периода. Так, например, суточные графики будних дней недели повторяются изо дня в день с той лишь разницей, связанной со случайными изменениями в режимах праздничных и выходных дней. Также, средний рост или снижение нагрузки в течение нескольких дней или недель может быть вызван сезонными изменениями (период наступления весеннего и осеннего периодов), которые относятся к трендовым (непериодическим) составляющим графика нагрузки.

На протяжении многих лет самым распространенным способом описания электропотребления является временной ряд, для описания которого необходимо знать такие параметры, как амплитуда, частота и фаза. Суточные, недельные и годовые графики нагрузки в таком случае часто моделируют путем разделения временного ряда на трендовую, периодическую и случайную составляющие:

*X* (*t*)  *Q*(*t*)  *S* (*t*)  *U* (*t*) (3.10)

где: Q (t) – тренд – устойчивые систематические изменения;

S (t) - периодическая составляющая – колебания относительно тренда;

U (t) - нерегулярная составляющая – случайный шум.

Подобный подход к моделированию графиков нагрузки справедлив только в том случае, если принять предположения о том, что значительных изменений во временном ряду не происходит.

Для массива же статистических данных особое внимание нужно уделять подбору периодической составляющей, т.к. она отражает общий характер изменений электропотребления в энергосистеме.

Практический интерес в задачах моделирования графиков нагрузки и режимов электропотребления представляет процесс синтеза и анализа временных рядов, которые характеризуют динамику вариаций суммарного электропотребления без учета информации о внутренней структуре потребления. Сопоставление фактических реализаций этого процесса и однофакторной модели позволяет внести ясность в целесообразность учета дополнительной информации как о структурных (внутренних), так и о метеорологических (внешних) факторах, что используется в дальнейшем для выявления реальных возможностей дальнейшего уточнения расчета суммарного электропотребления, предназначенного для планирования режимов работы энергосистемы.

Преобразование Фурье

Механизм преобразования Фурье является некоторой совокупностью математических методов, которые основаны на разложении входной информации. Основная идея данного преобразования состоит в разложении вышеупомянутой входной информации (в виде непрерывной функции от времени) на некоторые базисные гармонические функции (синусоидальные функции) различной частоты, амплитуды и фазы. Таким образом, любая функция может быть представлена в виде бесконечной суммы синусоид, при этом каждая будет обладать своей амплитудой, частотой и фазой.

Преобразование Фурье можно считать основоположником спектрального анализа, который в свою очередь представляет собой способ обработки информации (сигнала), который способен охарактеризовать его частотный состав. Различают несколько видов преобразований Фурье в зависимости от типа изначально представленного сигнала:

- непрерывное преобразование Фурье (Continue Time Fourier Transform – CTFT, FT);

- дискретное преобразование Фурье (Discrete Fourier Transform – DFT);

- быстрое преобразование Фурье (Fast Fourier transform – FFT).

Рассмотрим подробнее применение каждого типа преобразования Фурье в зависимости от цели задачи. Так, непрерывное преобразование Фурье (НПФ) нашло широкое применение в случаях рассмотрения информации (сигналов), изменяющихся в соответствии с заданными функциями. На практике же обычно математические операции проводятся с результатами измерений, имеющих дискретный характер (ДПФ). Результаты измерений в таком случае фиксируются через равные промежутки времени и с заданной частотой дискретизации, что наглядно отражено на Рисунке 3.4.

Рисунок 3.4 Исходный аналоговый и дискретный сигналы

Следующим типом преобразования Фурье – является дискретное (ДПФ),

которое N-точкам дискретного сигнала ставит в соответствие N-комплексных спектральных отсчетов сигнала. Так, для вычисления одного спектрального отсчета требуется N-операций комплексного умножения и сложения. Таким образом, вычислительная сложность алгоритма ДПФ состоит в том, что требуется N2-операций комплексного умножения и сложения.

И наконец, тип быстрого преобразования Фурье (БПФ), которое представляет собой определенный алгоритм вычисления, позволяющий уменьшить количество производимых действий относительно прямого вычисления ДПФ. В основе данного алгоритма лежит разбиение заданной последовательности отсчетов дискретного сигнала на несколько промежуточных последовательностей. Стоит заметить, что алгоритм БПФ точнее стандартного ДПФ, т.к. при сокращении операций снижаются суммарные ошибки округления.

Подводя итог вышесказанному, стоит отметить, что использование преобразований Фурье в качестве математического инструмента, позволяют решать сложные уравнения, описывающие динамические процессы и возникающие под воздействием, например, изменения объема передаваемой мощности по линии. В других же ситуациях данный метод может выделять регулярные составляющие в сложном колебательном процессе, благодаря чему появляется возможность правильно интерпретировать экспериментальные наблюдения.

**3.6 ПИД-регулятор**

Классический закон пропорционально-интегрально-дифференциального регулирования (ПИД-регулятор) был наиболее часто используемым методом на протяжении многих десятилетий для различных приложений. Преимущество этого подхода заключается в его простоте. ПИД-регулятор используется для управления различными системами в условиях обработки сигналов на «постоянном токе», поэтому управление системы в координатах DQ0 предусматривает сначала переход от системы координат АВС (в случае трех фаз АИН) к системе DQ0, а после придания контролируемой величине заданных динамических свойств в сравнении с опорным сигналом, обратный переход к трехфазной системе для непосредственного воздействия на ключи АИН. Одна из особенностей ПИД-регулирования состоит в том, что на процессы прямого и обратного преобразования сигнала управления затрачиваются временные и вычислительные ресурсы. Кроме того, при обязательных мерах по обеспечению запаса устойчивости всей системы, формирование дифференциальной составляющей алгоритма приводит, как правило, к усилению помех. Повышенное усиление высокочастотных составляющих сигнала ошибки приводит к тому, что отношение полезной составляющей управляющего сигнала к шумовой уменьшается, что в результате дестабилизирует объект управления. Также следует отметить, что при скачкообразном изменении сигнала ошибки на выходе СЭС могут появляться импульсы выходного напряжения.

Важным вопросом в применении ПИД-регулятора является процесс настройки его коэффициентов, который может быть решен либо на основе опыта проектировщика, либо на основе применения автоматических методов, например, Циглера-Никольса или Ротача. В настоящее время в мире насчитывается несколько сотен методов синтеза ПИД-регулятора, которые в частности рассмотрены в работах.

**3.6.1 Пропорционально-резонансный регулятор (ПР-регулятор)**

Системы управления с пропорционально-резонансным регулятором обладает частотно-избирательным каналом обратной связи, настроенным точно на частоту выходного сигналя. В этом смысле подобные регуляторы находят применение прежде всего в полупроводниковых СЭС с микропроцессорным управлением, где ПР-регулятор можно реализовать в цифровом виде с высокой добротностью канала и где требуется стабильная частоты выходного напряжения СЭС [32, 33]. ПР- регулятор теоретически имеет высокий коэффициент усиления в окрестности естественной резонансной частоты *ω*, образуя глубокую обратную связь. Таким образом, передаточную функция ПР-регулятора можно представить в следующем виде:

*W* ( *p*)  *k*п 

*k*р *p*

*p*2  **2

, (3.11)

где *k*п, *k*р и ** - соответственно коэффициенты пропорциональный, резонансный и резонансная частота.

Преимущество ПР-регуляторов состоит в возможности настройки индивидуального резонанса в области частот для точного отслеживания и селективной компенсации нежелательных гармоник. Как показано в ряде работ, реализация ПР-регуляторов не уступает по качеству ПИ-регулятору, но при этом требует меньших вычислительных затрат. В трехфазных системах, ПР-регулятор обладает уникальной особенностью компенсации как прямой, так и обратной последовательности. Также ПР-регулятор можно использовать в координатах ABC непосредственно.

**3.6.2 Управление «H на бесконечности» (Н-)**

Метод Н- в теории управления применяется для синтеза оптимальных регуляторов, поэтому является оптимизационным и описывает предполагаемое поведение замкнутой системы, включая её устойчивость. Метод Н- характеризуется строгой математической базой и применим как к «классическому», так и робастному управлению. Обозначение метода связано с именем английского математика Г.Х. Харди, поэтому и применяется понятие «норма Харди» или «норма в пространстве Харди», являющейся нормой динамической системы, имеющей смысл максимального усиления, и говорящей о выполнении минимаксных условий в частотной области. В случае [*MIMO*](https://ru.wikipedia.org/wiki/MIMO)-систем (*Multiple Input - Multiple Output - несколько входов- несколько выходов)* она равна максимальному [сингулярному](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A1%D0%B8%D0%BD%D0%B3%D1%83%D0%BB%D1%8F%D1%80%D0%BD%D0%BE%D0%B5_%D1%87%D0%B8%D1%81%D0%BB%D0%BE) [числу](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A1%D0%B8%D0%BD%D0%B3%D1%83%D0%BB%D1%8F%D1%80%D0%BD%D0%BE%D0%B5_%D1%87%D0%B8%D1%81%D0%BB%D0%BE) передаточной функции системы, в случае [*SISO*](https://ru.wikipedia.org/w/index.php?title=SISO&action=edit&redlink=1)-систем (*Single. Input - Single Output- один вход - один выход* она равна максимальному значению амплитуды её [частотной характеристики](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A7%D0%B0%D1%81%D1%82%D0%BE%D1%82%D0%BD%D0%B0%D1%8F_%D1%85%D0%B0%D1%80%D0%B0%D0%BA%D1%82%D0%B5%D1%80%D0%B8%D1%81%D1%82%D0%B8%D0%BA%D0%B0).

На рисунке 3.5 представлена структурная схема системы автоматического управления, приведенная к стандартному виду, в которой объект управления ОУ с передаточной функцией Wоу(s) охвачен каналом обратной связи с контроллером (регулятором) К с передаточной функцией Wк(s).

Рисунок 3.5 Система автоматического управления для реализации метода «Н-»: **f**

– вектор внешних возмущений; **u** – выходной вектор контроллера (регулятора); **Х**в1-

вектор ошибки; **Х**в2 – вектор измеряемого выхода

Реализация метода «Н-» предполагает минимизацию вектора ошибки **Х**в1. Матрица передаточной функции обобщенного объекта управления включает в себя весовые функции, обеспечивающие желаемое качество системы. Стандартная задача построения Н--оптимального управления заключается в поиске управления **U**, минимизирующего Н-норму передаточной функции **W**Xв1-f (s):

**W***Xв*1 *f* (*s*)  min (3.12)



или с учетом реальных параметров системы задачу минимизацию заменяют на приближение к некоторому минимальному значению **:

**W***Xв*1 *f* (*s*)  **



(3.13)

Соотношение «вход-выход» можно представить следующим соотношением:

По мнению ряда авторов реализация метода «Н-» требует сложных вычислений и нуждается в хорошей модели управляемой системы. Кроме того, на качество работы системы накладываются ограничения, связанные с нелинейностью характеристик конкретных звеньев системы [37, 38].

**3.6.3 Гистерезисное управление**

Гистерезисное управление (ГУ) является способом управления АИН, при котором ток нагрузки следует за опорным током. Этот метод имеет контур нелинейного управления, имеющим в составе компараторы с гистерезисом. Он работает с переменной частотой переключения, что считается основным недостатком, адаптивная полоса контроллера должна быть сконструирована таким образом, чтобы ограничить широкий диапазон изменения частоты коммутации. Вариация частоты коммутации может вызвать широкий спектр частот и большие токи пульсации, которые вызывают трудности при проектировании фильтров. Среди преимуществ использования гистерезисного управления - простота, надёжность, независимость параметров нагрузки и хороший переходный отклик. Классический вариант построения ГУ подразумевает слежение за выходным током АИН при активно-индуктивной нагрузке, позволяя формировать его синусоидальную форму.

Рисунок 3.6 К принципам гистерезисного управления по току и напряжению

Существует много подходов построения алгоритмов ГУ со слежением за током.

Как правило, в публикациях приводятся описание, реализация, спектры тока и зависимости числа коммутаций ключей от времени [39–45]. Все это может говорить о достаточной изученности гистерезисного управления по току. В работе [46] показано, что для решения таких проблем, как скачки напряжения, возникающие при коммутации нагрузки, или провалы и перенапряжения в электрической сети, предпочтительней использовать гистерезисное управление со слежением за

напряжением. При этом существующие принципы ГУ со слежением за током можно применить к построению систем ГУ со слежением за напряжением. В гистерезисном способе управления по току из синусоидального сигнала задания по току вычитается гармонический синусоидальный сигнал обратной связи (ОС) по току. В результате получается сигнал рассогласования по току, близкий по форме к пилообразному сигналу.

В ГУ по току процесс интегрирования сигнала рассогласования осуществляется за счет высокой частоты коммутации нагрузки и интегрирующих свойств нагрузки. В гистерезисном способе управления по напряжению из синусоидального сигнала задания по напряжению вычитается модулированный сигнал обратной связи по напряжению. Получившийся сигнал рассогласования по напряжению поступает на вход блока интегрирования.

**Управление с использованием скользящего режима (УСР)**

Метод управления с использованием скользящего режима тесно связан с предыдущим изложением гистерезисного управления. Ключевой термин

«гистерезисное управление» определяет скорее лишь способ реализации системы управления, нежели чем саму его теоретическую сущность. Справедливости ради отметим, что гистерезисное управление является, фактически, релейным, а, точнее, использующим релейный принцип при наличии аппаратного или временного гистерезиса в элементах системы. Причем, часто, наличие гистерезиса является неотъемлемой частью многих реальных элементов системы. Если же такого нет, или гистерезис недостаточен, то его можно ввести искусственно, например, либо для устранения помех, либо для получения временного интервала, на котором можно оценить изменение интересующей величины (напряжения, тока). По классификации, приведенной в ряде литературных источников [47 – 50], такие системы определяются как «системы с разрывным управлением» или как «системы с переменной структурой – СПС» («реконфигурируемые системы»). В таких нелинейных системах структура может перестраиваться либо по причине работы релейного элемента, либо по причине амплитудного ограничения в системе, например, насыщения, в результате чего возникает эффект глубокой обратной связи. На рисунке 3.7 представлена структурная схема нелинейной системы с релейным элементом без зоны нечувствительности.

Рисунок 3.7 Нелинейная система с релейным элементом

Пусть линейная часть с коэффициентом усиления *К* описывается выражением

*p2 x1* = *Kz* (3.14)

а контур обратной связи выражением:

Обозначив *x*1  *y*; *x*2 *y* , получим:

Wгос(*p*) = *K*ос*p* (3.15)

*p*2 *y*  *KF*( *y*  *pyK*)

*ос*

(3.16)

При этом траектория переключения на фазовой плоскости представляется линией *S* с уравнением (рисунок 3.8):

*x*1  *x*2 *Kос*  0 , (3.17)

На линии переключения *S* – линии скользящего режима, фазовые траектории

«сшиваются», следуя навстречу друг другу из областей I и II, в которых соответственно *F* = *B* и *F* = *- B*. Очевидно, что теоретически система окажется на линии скольжения при очень высокой частоте переключения.

Рисунок 3.8 Фазовые траектории и линия скольжения нелинейных систем с идеальным двухпозиционным релейным элементом (а) и логическим переключателем, реализующим СПС (б)

При замене релейного элемента на логическое переключающее устройство, фактически изменяющего структуру системы, получим СПС с переключениями каналов при коэффициентах усиления в общем случае *К*1 и *К*2. В этом случае изображающая точка на фазовой траектории идет по сепаратрисе *С*, т.е. траектории динамической системы с двумерным фазовым пространством, стремящейся к седловому состоянию равновесия при *t*  (рисунок 3.8 б).

Таким образом, скользящие режимы образуются в динамических разрывных системах, где управление (обратная связь) терпит разрывы на гладком многообразии. В этом смысле, как это справедливо отмечено в [49], «…стандартную разрывную систему и систему с глубокой обратной связью можно рассматривать как два полюса реализации одной и той же идеи – идеи скольжения по гладкому многообразию. В одном случае это скольжение осуществляется бесконечно гладко, а в другом – с разрывом уже первой производной функции, задающей поверхность скольжения».

Для СЭС полупроводниковыми преобразователями вышеизложенное весьма актуально, поскольку АИН является элементом, меняющим с частотой коммутационных интервалов структуру системы, к тому же, обладая некоторым временным запаздыванием полупроводниковых ключей АИН. Способ управления с использованием скольжения отличается чрезвычайно высокой надёжностью, может обеспечить хорошую производительность при изменении параметров отдельных элементов системы и возмущениях со стороны нагрузки. С другой стороны, нелегко найти правильную поверхность скольжения и спроектировать систему с УСР для обеспечения хорошей производительности в динамическом режиме. При ограниченной частоте работы полупроводниковых ключей АИН производительность и эффективность метода УСР может быть снижена.

**3.7 Управление с прогнозирующей моделью (УПМ)**

Способ управления с прогнозирующей моделью (УПМ) использует модель системы для прогнозирования будущего поведения контролируемых параметров [58]. В случае СЭС – это выходное напряжение (ток) АИН. УПМ использует эту информацию для получения оптимального действия управления в зависимости от предопределенной целевой функции.

Прогнозирующий регулятор состоит из блоков модели процесса и модуля оптимизации (рисунок 1.21). По предварительной оценке применимости данного метода при проектировании полупроводниковых СЭС, он имеет много преимуществ, таких, как быстрый динамический отклик, обработка нелинейности и способность включать ограничения в алгоритм управления. Особенностью реализации УПМ в СЭС на основе АИН с изменениями режимов со стороны нагрузки является переменная частота коммутации ключей. При этом частота коммутации ограничена временем выборки. По сравнению с классическим ПИД-контроллером, интеллектуальный контроллер, реализующий способ УПМ, требует большого количества вычислений [59 - 62]. Следует отметить, что в России данный метод пока применяется мало, и, в основном, в системах автоматического регулирования технологическими процессами [63-68]. Однако, существует ряд работ, тесно граничащих с СЭС – это работы в области управления электромеханическими системами [69-73]. Согласно данным работам, сущность УПМ-подхода представляется следующим алгоритмом:

1. создается и используется математическая модель объекта управления с начальными условиями вектора состояния Y(*i*0), фактически, это текущее состояние объекта. Выполняется интегрирование уравнений этой модели, что дает прогноз движения объекта управления на некотором окончательном отрезке времени (горизонте прогноза);
2. программное управление оптимизируется с целью максимального приближения регулируемых переменных прогнозирующей модели к соответствующему значению задающего сигнала Х на горизонте прогноза;
3. на шаге вычислений, составляющем малую часть горизонта прогноза, реализуется найденное оптимальное управление и осуществляется измерение (или восстановление по измеренным переменным) фактического состояния объекта на конец шага;
4. горизонт прогноза сдвигается на шаг вперед, и повторяются пункты 1 – 3 вышеизложенной последовательности действий;
5. если описание модели заранее не известно, то проводится предварительная идентификация уравнений модели.

Рисунок 3.9 Структура регулятора на основе прогнозирующей модели

**3.7.1 Проектирование ПИД-регуляторов**

В предлагаемой стратегии управления основной задачей является управление инвертором для обеспечения сбалансированных (симметричных) напряжений трехфазной нагрузки с низкими гармоническими искажениями. ПИД-регулятор регулирует мгновенные напряжения нагрузки СЭС в системе координат DQ0, тогда как в контуре управления тока используется простой пропорциональный регулятор.

**3.7.2 Проектирование контура регулирования тока**

Модель внутреннего контура управления тока представлена на рисунке 3.10

Рисунок 3.10 Блок-схема СЭС с контуром управления тока

Корневой годограф и график Боде, соответствующей модели CЭС с контуром управления тока, показаны на рисунках 2.8 и 2.9 соответственно. Корневой годограф показывает, что все корни системы находятся в левой части, а система стабильна для всех значений коэффициента усиления пропорционального регулятора.

Передаточная функция с разомкнутым контуром напряжения модели СЭС и с контуром управления тока может быть записана как:

*G*1(s) 

*kZLCs*

(*CZLs* 1)(*Ls*  *R*)  *ZL*

(3.18)

Коэффициент усиления пропорционального регулятора тока может быть получен в соответствии с требуемой частотой среза полосы пропускания посредством графика Боде. Частота среза *ωbi* может быть может быть рассчитана исходя из выражения:

20log(*G* ( *j* *bi* )) 20 дБ , (3.19)

В принципе, требуемая частота должна быть выбрана ниже, чем частота коммутации (*f*s), чтобы ограничить реакцию контура управления тока на шум при переключении. Исходя из этого, указанная частота выбирается равной четверти частоты коммутации, т.е. *ωbi* = 2π (0,25 × (*fs* = 5 кГц)) ≅ 8000 рад/с, и в соответствии с выражениями (3.18) и (3.19), пропорциональный коэффициент усиления регулятора выбирается *k* ≅ 20.

Рисунок 3.11 Корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы *G*1(s)

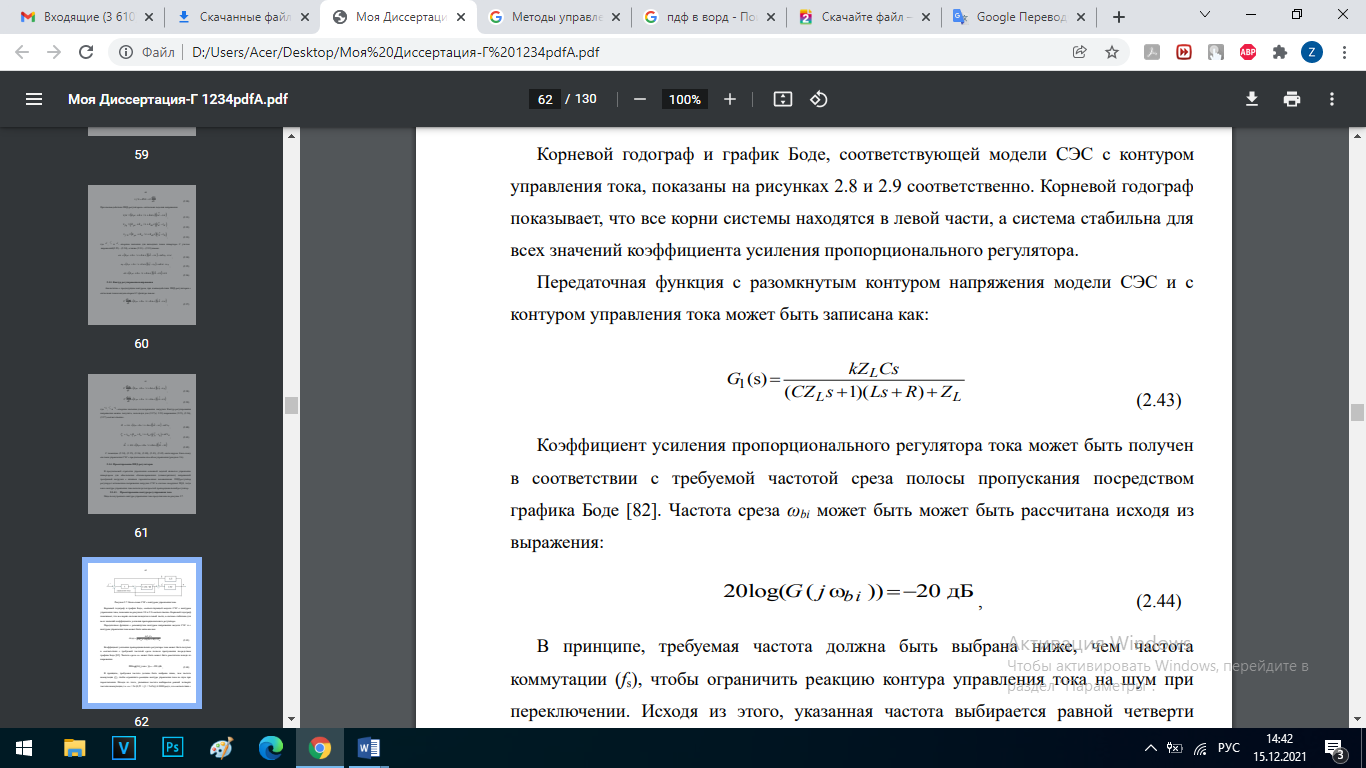
Рисунок 3.12 График Боде передаточной функции разомкнутой системы G1(s).

**3.7.3 Проектирование контура регулирования напряжения**

Следующим шагом после определения коэффициента усиления внутреннего контура управления тока является создание внешнего контура управления напряжения.

Рисунок 3.13 Блок-схема СЭС с внутренним контуром тока и внешним контуром напряжения.

Блок-схема СЭС показана на рисунке 2.10, где *v\** является опорным напряжением для системы управления. *Gv* является передаточной функцией, которая может быть выражена как:

 (3.20)

Передаточная функция с разомкнутым контуром выходного напряжения СЭС c предложенной системой управления может быть записана как:

*G* (*s* ) *Gv* (*s* )*G*1(*s* ) , (3.21)

Коэффициенты усиления ПИД-регулятора могут быть настроены с помощью корневого годографа и графика Боде посредством панели инструментов системы *Matlab*. В данном исследовании требования проектирования определены следующим образом:

* время установления единичного ступенчатого воздействия (*tуст*) не больше, чем 0,001с;
* перерегулирование единичного ступенчатого воздействия (%, *σ*) не больше, чем 5%;
* частота полосы системы (*ωbv*) выбрана как одна десятая частоты коммутации (0,1\* *fs*).

Следовательно, коэффициенты усиления ПИД-регулятора выбираются как *kpv* = 0,3,

*kiv* = 100 и *kdv* = 0,1.

График Боде и корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы *G(s)* с разомкнутым контуром для выбранных коэффициентов усиления ПИД- регулятора показаны на рисунках 3.14 и 3.15.

Рисунок 3.14 График Боде передаточной функции разомкнутой системы G(s)

**3.8 ПР-управление**

В данном разделе представлена улучшенная схема управления на основе пропорционально-резонансных регуляторов (ПР-регуляторов) для трёхфазного АИН с нулевым проводом (четвертой стойкой). ПР-регуляторы, как и ПИД-регуляторы, являются линейными регуляторами [85], но они могут работают в координатах αβ0 и АBC. ПИД-регуляторы работают с величинами постоянного тока, обеспечивая нулевую ошибку установившегося состояния. При этом реализуется преобразование Парка в систему DQ0 [86]. Это может быть недостатком при реализации ввиду дополнительного привлечения вычислительных ресурсов. Кроме этого, как было отмечено ранее, при ПИД-управлении нужна компенсация взаимной связи между осями D и Q в системе координат DQ0. ПР-регуляторы не требуют «вращательных» преобразований и могут работать в стационарной системе координат αβ0 при отсутствии связи между управляющими сигналами в координатах αβ0.

**3.8.1 Структура ПР-регуляторов**

Предлагаемая система управления АИН на ПР-регуляторов состоит из внешнего контура управления напряжением нагрузки и внутреннего контура управления выходным током АИН. В предлагаемой стратегии управления основной задачей является управление инвертором для обеспечения сбалансированных (симметричных) напряжений трехфазной нагрузки с низкими гармоническими искажениями. Скалярный ПР-регулятор регулирует мгновенные напряжения нагрузки СЭС в системе координат ABC, тогда как в контуре управления тока используется простой пропорциональный регулятор.

Передаточная функция ПР-контроллера определяется [87]:

*GPR* (s)  *k p*

2*ki c s*

*s* 2  2*c s*  **

*n*

где *kp* – пропорциональный коэффициент усиления, *ki* - интегральный коэффициент усиления резонансного регулятора, *ωn* - угловая частота выходного сигнала и *ωс* – частота полосы пропускания. ПР-регулятор обеспечивает высокий коэффициент усиления на основной частоте напряжения нагрузки (*ωn* = 2\*π\*50 рад / сек) и низкий коэффициент усиления для других частот. Частота *ωс* характеризует снижение чувствительности контроллера любого отклонения частоты опорного сигнала при неидеальных условиях. График Боде передаточной функции ПР-регулятора представлен на рисунке 2.14, где *kp* = 1, *ki* = 100, *ωn* = 314 рад /сек и *ωс* = 1 рад /сек.

Рисунок 3.15 График Боде ПР-регулятора

Представленная система управления работает в координатах ABC, что даёт возможность независимо регулировать каждое фазное напряжение нагрузки. Кроме того, не требуются дополнительные невзаимные контуры, что упрощает проектирование контроллера.

Рисунок 3.16 Топологическая схема СЭС при управлении АИН на основе ПР- регуляторов

**3.8.2 Проектирование ПР-регуляторов**

**Проектирование контура регулирования тока**

Проектирование контура регулирования тока представленной схемы происходит аналогично схеме ПИД-регулирования, где в контуре регулирования тока обеих схем используется простой пропорциональный регулятор.

Проектирование контура регулирования напряжения

Следующим шагом после определения коэффициента усиления внутреннего контура управления тока является создание внешнего контура управления напряжением. Блок-схема СЭС показана на рисунке 3.17, где *v\** является опорным напряжением для системы управления.

Рисунок 3.17 Блок-схема СЭС с внутренним контуром тока и внешним контуром напряжения

Передаточная функция с разомкнутым контуром выходного напряжения СЭС c предложенной системой управления может быть записана как:

*G*(*s*)  *GPR* (*s*)*G*1(*s*)

(2.57)

Коэффициенты усиления ПР-регулятора могут быть настроены с помощью корневого годографа и графика Боде посредством панели инструментов системы *Matlab*. В данной диссертационной работе требования проектирования определены следующим образом:

* время установления при единичном ступенчатом воздействии (*tуст*) не больше, чем 0,01с;
* перерегулирование единичного ступенчатого воздействия (% *σ*) не больше, чем

5%;

* частота полосы системы (*ωbv*) равна одной десятой частоты коммутации (0,1\* *fs*).

Коэффициенты усиления ПР-регулятора выбираются как *kpv* = 0,3 и *kiv* = 150.

График Боде и корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы *G(s)* с разомкнутым контуром для выбранных коэффициентов усиления ПР- регулятора показаны на рисунках 3.18 и 3.19.

Рисунок 3.18 График Боде передаточной функции разомкнутой системы *G*(s).

Рисунок 3.19 Корневой годограф передаточной функции разомкнутой системы *G*(s)

Для последующих исследований возможностей применения алгоритма прогнозирующего управления:

1. разработана математическая модель для топологии СЭС на основе АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом) и выходным фильтром;
2. разработан алгоритм прогнозирующего управления выходным напряжением АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом), минимизирующий ошибку между выходным и опорным напряжениями;
3. разработана математическая модель СЭС на основе АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом) и выходным фильтром при реализации алгоритма ее управления на основе ПИД-регулятора, скалярной ШИМ и при компенсации взаимной связи между осями D и Q в системе координат DQ0;
4. разработана математическая модель СЭС на основе АИН с четвертой стойкой (нулевым проводом) и выходным фильтром при реализации алгоритма ее управления на основе ПР-регулятора.

Несмотря на упомянутые выше преимущества УПМ, этот метод управления является нелинейным и работает с переменной частотой переключения. Чтобы оценить производительность и эффективность УПМ, необходимо провести сравнительные исследования с линейным контроллером, работающим на основе широтно-импульсной модуляции с постоянной частотой переключения. Результаты второй главы являются основой для создания соответствующих имитационных моделей в пакете *Matlab Simulink*.

**Глава 4 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ СЭС**

На основе проанализированных разработанных второй во второй главе топологических схем и математических моделей, в пакете *Matlab Simulink* были разработаны соответствующие имитационные модели (см. рисунки 4.1-4.4) Параметры СЭС и нагрузок, использованные при моделировании, приведены в таблицах 4.1, 4.2. Моделирование работы СЭС с нулевым проводом осуществлялось с целью сравнения качества формирования выходного напряжения для разработанных во второй главе алгоритмов в статическом и динамическом режимах, а также для исследования чувствительности управления к изменению нагрузки и параметров выходного LC-фильтра. При этом использовались сбалансированные (симметричные) и несбалансированные (несимметричные) активные и активно- индуктивные нагрузки, а также нелинейные нагрузки (симметричные и несимметричные).

Таблица 4.1 Параметры моделирования СЭС

|  |  |
| --- | --- |
| **Параметр** | **Значение** |
| Напряжение звена постоянного тока АИН | *Vdc* = 640 В |
| Время выборки | *Ts =* 20 мкс |
| Частота коммутации ШИМ | *fs =* 4000 Гц |
| Емкость конденсатора постоянного тока | *Cdc =* 1000 мкФ |
| Параметры LC-фильтра | *L =* 2,5 мГн*, C=* 80 мкФ |

Таблица 4.2 Параметры нагрузки СЭС

|  |  |
| --- | --- |
| **Опыт** | **Параметры нагрузки** |
| 1) Сбалансированные резистивные нагрузки | *Ra = Rb =Rc = 15 Ω* |
| 2) Сбалансированные индуктивные нагрузки | *Ra = Rb =Rc = 10 Ω*  *La = Lb= Lc = 20 mH* |
| 3) Несбалансированные резистивные нагрузки | *Ra = 5Ω, Rb = 10Ω, Rc = ∞* |
| 4) Несбалансированные индуктивные нагрузки | *Ra = 5Ω, Rb = 10Ω, Rc = ∞*  *La = 10mH, Lb = 30mH* |
| 5) Несбалансированные нелинейные нагрузки | *La' = 50 мГн, Ra'=20 Ом, Rb1'=1 Ом, Rb2'=60 Ом, Cb'=3000 мкФ, Lc'= 20 мГн,*  *Rc'=70 Ом, Cc'= 5000 мкФ* |

Рисунок 4.1. Виртуальная схема СЭС при управлении АИН на основе трёх методов управления (УПМ, ПР-регулятор и ПИД-регулятор)

Рисунок 4.2 Схема УПМ в пакете *Matlab Simulink*

Рисунок 4.3 Схема ПИД-регулирования в пакете *Matlab Simulink*

Рисунок 4.4 Схема ПР-регулирования в пакете *Matlab Simulink*

**4.1 Выбор алгоритма линейного управления**

Во второй главе были представлены и разработаны два метода линейного управления - ПИД-регулирование и PR-регулирование, которые основаны на ШИМ при регулировании напряжения инвертора. В этом разделе будет выбран один из этих представленных методов управления для проведения сравнительного анализа с УПМ.

Для выявления эффективности и устойчивости этих двух методов управления было проведено три тематических исследования:

* 1. несбалансированные резистивные нагрузки;
  2. несбалансированные индуктивные нагрузки;
  3. несбалансированные нелинейные нагрузки, топология которых представлена на рисунке 4.9.

Сигналы напряжений нагрузки, токов нагрузки и напряжений звена постоянного тока для АИН для трёх условий нагрузки показаны на рисунках 4.5-4.7. Результаты показывают, что ПР- и ПИД-регуляторы способны регулировать напряжение нагрузки с низким гармоническим искажением для несбалансированной резистивной и индуктивной нагрузки.

(а) (б)

Рисунок 4.5 Результаты моделирования СЭС (несбалансированные резистивные нагрузки) при (а) ПР- и (б) ПИД-алгоритмах

(а) (б)

Рисунок 4.6 Результаты моделирования СЭС (несбалансированные индуктивные нагрузки) при (а) ПР- и

(а) (б)

Рисунок 4.7 Результаты моделирования СЭС (несбалансированные нелинейные нагрузки) при (а) ПР- и (б) ПИД-алгоритмах

Проведенные исследования показывают, что по сравнению с ПИД- регулятором ПР-регулятор обеспечивает немного более высокие гармоники в нагрузках, потому что ПР-регулятор, который используется в этой работе, основан только на одном резонансном фильтре для основной частоты. Чтобы улучшить характеристики этого метода управления, необходимо добавить больше резонансных фильтров для других гармонических частот. Это делает конструкцию этой системы управления очень сложной. Также, ПР-регулятор обеспечивает более высокую пульсацию напряжения (%*Vc*) в звене постоянного тока АИН по сравнению с ПИД- регулятором, но это разница очень мала, как показано в таблице 3.3.

При динамическом режиме применялось ступенчатое изменение от холостого хода до сбалансированной резистивной нагрузки (*Ra* = *Rb* = *Rc* = 10 Ω) в 0,2 секунды, напряжения нагрузки и токи для ПР- и ПИД-алгоритмах показаны на рисунке 3.8, где дополнительно представлен увеличенный вид измеренного напряжения с его опорной временной формой при этом изменении. Результаты показали, что ПР-управление обеспечивает чуть более быстрый динамический отклик, по сравнению с ПИД-управлением.

(а) (б)

Рисунок 4.8 Напряжения и токи нагрузки СЭС при динамическом режиме для (а) ПР- и (б) ПИД-алгоритмах

Таблица 4.3 Сравнение качества двух методов линейного управления

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | ПР | | | | ПИД | | | |
| Опыт | %  *∆Vdc* | %КНИ | | | %  *∆Vdc* | % КНИ | | |
| Фa | Фb | Фc | Фa | Фb | Фc |
| 1) Несбалансированные резистивные нагрузки | 1.65 | 1.36 | 1.36 | 1.46 | 1.5411 | 1.45 | 1.47 | 1.44 |
| 2) Несбалансированные индуктивные нагрузки | 1.084 | 1.55 | 1.56 | 1.53 | 1.0109 | 1.49 | 1.48 | 1.45 |
| 3) Несбалансированные нелинейные нагрузки | 0.818 | 1.72 | 1.66 | 1.65 | 0.7095 | 1.62 | 1.5 | 1.54 |

Из представленных результатов автором выбран ПИД-регулятор в качестве линейного регулятора для дальнейшего использования в сравнительном исследовании с УПМ, поскольку ПИД-регулятор проще, чем ПР-регулятор, и проще в настройках своих параметров. Более того, автором обнаружено, что ПИД-регулятор имеет сопоставимые производительности с регулятором ПР-регулятором. В следующем разделе будет проведено полное сравнительное исследование предложенного алгоритма УПМ и представленного ПИД-регулирования.

**4.2 Статический режим**

Для выявления различий между УПМ и ПИД в статическом режиме было проведено пять тематических исследований. Трёхфазные симметричные и несимметричные нагрузки могут быть резистивными или индуктивными, и подключаются к инвертору. Кроме того, однофазные нелинейные нагрузки используются для отображения характеристик систем управления в нелинейных условиях. Топология этих нагрузок представлена на рисунке 4.9. Параметры нагрузок, используемые в моделировании, приведены в таблице 4.2.

Рисунок 4.9 Топология однофазных нагрузок СЭС, используемых в моделировании

Сигналы напряжений нагрузки, токов нагрузки и напряжений звена постоянного тока для АИН в пяти условиях нагрузки показаны на рисунках 4.10-

4.14 Для оценки разницы между показателями УПМ и ПИД, частота коммутации, КНИ, индекс дисбаланса напряжения (ИДН) и пульсация напряжения (% Vc) в звене постоянного тока для обоих УПМ и ПИД во всех случаях нагрузок представлены в таблице 4.4.

(а)

(б)

Рисунок 4.10 Результаты моделирования СЭС (опыт 1: балансированные резистивные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

(а) (б)

Рисунок 4.11 Результаты моделирования СЭС (опыт 2: балансированные индуктивные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

(а) (б)

Рисунок 4.12 Результаты моделирования СЭС (опыт 3: несбалансированные резистивные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

(a) (б)

Рисунок 4.13 Результаты моделирования СЭС (опыт 4: несбалансированные индуктивные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

(a) (б)

Рисунок 4.14 Результаты моделирования СЭС (опыт 5: несбалансированные нелинейные нагрузки) при (а) УПМ и (б) ПИД

Таблица 4.4 Сравнительный анализ управления по УПМ и ПИД-алгоритмам

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | УПМ | | | | | | ПИД | | | | | |
| Опыт | *f*s  (Hz) | % *∆Vdc* | %КНИ | | | %  ИДН | *fs*  (Hz) | % *∆Vdc* | %THD | | | %  ИДН |
| Фa | Фb | Фc | Фa | Фb | Фc |
| 1 | 3754 | 0.3248 | 1.01 | 1.01 | 1.01 | 0.2248 | 4000 | 0.2004 | 1.29 | 1.3 | 1.26 | 0.1815 |
| 2 | 2071 | 0.6160 | 3.2 | 3.2 | 3.2 | 0.9592 | 4000 | 0.1971 | 1.4 | 1.4 | 1.4 | 0.1524 |
| 3 | 3968 | 1.7164 | 0.76 | 0.96 | 0.96 | 0.2007 | 4000 | 1.5411 | 1.45 | 1.47 | 1.44 | 0.1218 |
| 4 | 2177 | 1.6084 | 3.74 | 3.36 | 3.74 | 1.8977 | 4000 | 1.0109 | 1.49 | 1.48 | 1.45 | 0.3219 |
| 5 | 2436 | 0.8668 | 2.13 | 2.06 | 2.35 | 0.9426 | 4000 | 0.7095 | 1.62 | 1.5 | 1.54 | 0.0575 |

Результаты проведенных исследований показывают, что УПМ, как и ПИД, способно регулировать напряжение нагрузки с низким гармоническим искажением для сбалансированной и несбалансированной резистивной нагрузки. По сравнению с ПИД-регулированием УПМ обеспечивает более низкое гармоническое искажение в условиях активной нагрузки; общее гармоническое искажение (% КНИ) ниже 1%.

Процент КНИ при УПМ выше в случае индуктивных и нелинейных нагрузок, но не более 4%. Это может быть связано с задержкой изменения индуктивного тока, что снижает точность прогнозирования напряжения нагрузки.

УПМ обеспечивает более высокую пульсацию напряжения (%∆*Vdc*) в звене постоянного тока АИН по сравнению с ПИД, но при более высокой мощности УПМ обеспечивает более низкую %∆*Vdc*. Эта разница очевидна из зависимостей, представленных на рисунке 4.17. В соответствии со стандартами IEEE дисбаланс напряжения необходимо поддерживать на низком уровне, менее 2% для чувствительных нагрузок. Значение ИДН поддерживается ниже 2% во всех тестируемых условиях для обеих стратегий управления. Более того, ИДН ниже при УПМ, чем при ШИМ, во всех условиях нагрузки, за исключением случая нелинейной нагрузки.

Особенность УПМ состоит в том, что этот алгоритм работает с переменной частотой коммутации (*fs*). Частота коммутации ограничена временем выборки, как показано в результатах. Частота переключения не превышает 5500 Гц во всех тематических исследованиях. На рисунке 4.18 показана зависимость частоты коммутации УПМ в функции изменения мощности нагрузки и коэффициента мощности. Частота коммутации резко возрастает с увеличением коэффициента мощности и ограничена значением 5500 Гц.

**4.3 Динамический режим**

Для исследования поведения СЭС в динамическом режиме работы проводилось ступенчатое изменение сбалансированной резистивной нагрузки от холостого хода до значения (*Ra* = *Rb* = *Rc* = 10 Ω) в 0,2 секунды. Напряжения нагрузки и токи для УПМ и ПИД-алгоритмов представлены на рисунке 4.15, где дополнительно показан увеличенный вид измеренного напряжения с его опорной временной формой при этом изменении. Результаты показывают, что УПМ-алгоритм обеспечивает более быстрый динамический отклик, по сравнению ПИД-алгоритмом. Быстрая динамическая реакция УПМ возможна благодаря устранению стадии модуляции.

(а) (б)

Рисунок 4.15 Напряжения и токи нагрузки СЭС при динамическом режиме для (а) УПМ- и (б) ПИД-алгоритмов

**4.4 Анализ чувствительности управления**

Для анализа чувствительности управления и оценки влияния изменения нагрузки и изменения параметров LC-фильтра на характеристики управления при УПМ- и ПИД-алгоритмах были проведены два теста. Критериями оценки этих тестов являются средний процент КНИ, % Δ*Vdc* и *fs*. В одном тесте на устойчивость к изменению нагрузки активная мощность нагрузки изменяется от нуля до 80 кВт при различных коэффициентах мощности.

Для второго испытания индуктивность фильтра варьируется от 1,5 до 3,5 мГн с шагом изменения 0,2 мГн, а ёмкость фильтра от 50 до 100 мкФ с шагом изменения 5 мкФ. Можно отметить, что параметры нагрузки в предлагаемой прогнозирующей модели не учитываются, тогда как стандартное полное сопротивление нагрузки учитывается в конструкции ПИД-регулятора, которая составляет (*RL* = 10 Ом, *LL* = 1 мГн). Кроме того, прогнозирующая модель и ПИД-регулятор «распознают» стандартные значение параметров LC-фильтра, которые составляют 2,5 мГн и 80 мкФ.

На рисунке 3.16 показано изменение КНИ от изменения мощности нагрузки и коэффициента мощности для УПМ и ПИД. Отклонение КНИ от холостого хода до высокой нагрузки в алгоритме УПМ ниже, чем в алгоритме ПИД при различных коэффициентах мощности. Можно заметить, что УПМ обладает большей устойчивостью к изменениям нагрузки, чем ПИД.

(а) (б) (в) (г)

Рисунок 4.16 Изменение % КНИ с изменением мощности нагрузки при коэффициенте мощности равно (a) 1, (б) 0.9, (в) 0.8, (г) 0.7

(а) (б) (в) (г)

Рисунок 4.17 Изменение %Δ*Vdc* с изменением мощности нагрузки при коэффициенте мощности равно (a) 1, (б) 0.9, (в) 0.8, (г) 0.7

Изменение Δ*Vdc* для управления УПМ и ПИД при изменении нагрузки показано на рисунке 4.17. Изменение нагрузки незначительно влияет на величину Δ*Vdc* для двух методов управления.

Высокое значение *fs* приводит к большим потерям переключения инвертора и перегреву ключей. Кроме того, высокая вариация *fs* усложняет конструкцию и выбор LC-фильтра. Однако УПМ работает с переменной *fs*. которая ограничена временем выборки и не превышает значения 5500 Гц для резистивных и индуктивных нагрузок. На рисунке 4.18 показано изменение *fs* с изменением мощности нагрузки и коэффициента мощности. В случае состояния резистивной нагрузки, при увеличении нагрузки, *fs* резко возрастает, но ограничивается значением 5500 Гц. Значение *fs* ограничено частотой дискретизации, поскольку алгоритм управления повторяется в каждый период дискретизации.

Рисунок 4.18 Частота коммутации УПМ с изменением мощности нагрузки и коэффициента мощности

Поскольку управление с прогнозирующей моделью в основном зависит от параметров LC-фильтра, в тесте на устойчивость к изменению LC-фильтра рассматриваются два рабочих условия:

* ИП: изменение параметров фильтра, пока модель системы не изменилась. В этом случае представлено несоответствие между фактическими параметрами и параметрами модели;
* ИПП: изменение параметров фильтра и, соответственно, одновременное изменение модели системы.

На рисунке 4.19 и рис. 4.20 показана зависимость КНИ для УПМ при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИП и ИПП соответственно. В случае ИП, КНИ по поверхности ниже, чем 5%, и среднее значение вариации КНИ составляет 2,0288%, что очень близко к среднему значению КНИ в режиме ИПП, которое составляет 1,1156%. Тот же самый тест применяется к ПИД-алгоритму, как показано на рисунке

4.21. Поверхность по КНИ для ПИД-алгоритма расположена между двумя поверхностями КНИ УПМ-алгоритма со средним значением 1,4954%.

Рисунок 4.19 Изменение КНИ при УПМ-алгоритме при вариациях параметров LC- фильтра в режимах ИП

Рисунок 4.20 Изменение КНИ при УПМ-алгоритме при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИПП

Рисунок 4.21 Изменение КНИ с ПИД-алгоритмом при вариациях параметров LC- фильтра в режимах

Рисунок 4.22 Изменение Δ*Vdc* УПМ при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИП

Рисунок 4.23 Изменение Δ*Vdc* УПМ при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИПП

Рисунок 4.24 Изменение Δ*Vdc* с ПИД-алгоритмом при вариациях параметров LC- фильтра в режимах

Изменение Δ*Vdc* для УПМ в зависимости от изменения параметров фильтра в режимах ИП и ИПП показано на рисунках 4.22 и 4.23 соответственно, а для ПИД- регулирования - на рисунке 4.24. Из этих анализов видно, что УПМ обладает хорошей устойчивостью и низкой чувствительностью к изменениям параметров фильтров, подобных параметрам с ПИД-регулятором.

Хорошо известно, что значение *fs* при УПМ-алгоритме ограничено частотой дискретизации из-за того, что алгоритм управления повторяется в каждом периоде дискретизации. Для выяснения зависимости изменения *f*s в соответствии с параметрами LC-фильтра был проведен вычислительный эксперимент. Изменение *fs* при УПМ и изменении параметров LC-фильтра для режимов ИП и ИПП изображено на рисунках 4.25 и 4.26 соответственно. Отклонение *fs* от более низких к более высоким параметрам LC-фильтра составляет от 1500 до 5500 Гц в случае ИП и от 3500 до 4500 Гц в случае ИПП. Поэтому изменение *fs* в режиме ИПП ниже, чем в режиме ИП на 75%. Можно наблюдать, что изменение индуктивности фильтра оказывает меньшее влияние на *fs*, чем изменение ёмкости фильтра.

Рисунок 4.25 Изменение *fs* при УПМ-алгоритме при вариациях параметров LC- фильтра в режимах ИП

Рисунок 4.26. Изменение *fs* при УПМ-алгоритме при вариациях параметров LC-фильтра в режимах ИПП

Выводы

Проведенные в главе 3 исследования позволяют более глубоко и наглядно представить электромагнитные процессы и режимы работы СЭС с нулевым проводом при реализации алгоритмов управления на основе ПИД- и ПР-регуляторов и прогнозной модели (УПМ). На основе проведенных исследований:

* + 1. в пакете *Matlab Simulink* разработана имитационная модель СЭС при управлении АИН с нулевым проводом на основе трёх методов управления: с ПР- регулятором, ПИД-регулятором и с прогнозной моделью (УПМ);
    2. проведено сравнение функционирования СЭС с нулевым проводом при реализации ПР-регулятора и ПИД-регулятора в статическом и динамическом режимах. Сделан вывод о предпочтении в пользу ПИД-регулятора;
    3. проведено сравнение функционирования СЭС с нулевым проводом при реализации ПИД-регулятора и УПМ в статическом и динамическом режимах при различных характерах нагрузок, в том числе нелинейной. Показано, что УПМ- алгоритм обеспечивает более быстрый динамический отклик, по сравнению с ПИД- алгоритмом. Быстрая динамическая реакция УПМ возможна благодаря устранению стадии модуляции. Результаты проведенных исследований показывают, что УПМ, как и ПИД-алгоритм, способно регулировать напряжение нагрузки с низким гармоническим искажением для сбалансированной и несбалансированной резистивной (в том числе и нелинейной) нагрузки. По сравнению с ПИД- регулированием УПМ обеспечивает более низкое гармоническое искажение в условиях активной нагрузки, ниже 1%. Показатель КНИ при УПМ выше в случае индуктивных и нелинейных нагрузок, но составляет величину, не более 4%;
    4. проведен анализ чувствительности управления и оценки влияния изменения нагрузки и параметров LC-фильтра на характеристики управления СЭС при УПМ- и ПИД-алгоритмах. Показано, что УПМ обладает хорошей устойчивостью и низкой чувствительностью к изменениям параметров фильтров, а также незначительно влияет на пульсацию напряжения в звене постоянного тока инвертора. При этом частоты коммутации ключей инвертора находятся в диапазоне 1500 до 5500 Гц.

#### ГЛАВА 5 РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА УПМ ДЛЯ НОРМАЛЬНЫХ И АВАРИЙНЫХ УСЛОВИЙ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Реализация алгоритма УПМ, разработанная в данной диссертационной работе, эффективна лишь в том случае, если она согласована с отработкой аварийных режимов СЭС, в первую очередь – режима перегрузки по выходному току вплоть до короткого замыкания (КЗ) нагрузки. Задача распространения алгоритма УПМ на аварийные режимы работы СЭС осложняется тем, что в реальных условиях перегрузка или КЗ могут возникать в различных топологиях схемы СЭС: однофазное, двухфазное или трехфазное КЗ. Задача предлагаемого алгоритма - автоматически перестраиваться в зависимости от режима работы СЭС, сохраняя, насколько это возможно, качество выходного напряжения по фазам инвертора, ограничивая эффективно токи короткого замыкания, не влияя на напряжение нагрузки исправных фаз.

На практике для решения поставленной выше задачи предлагаемый алгоритм должен включать в себя многоцелевую оптимизацию с ограничениями и дополнительные свойства алгоритма, которые увеличивают время вычисления алгоритма и приводят к задержке между моментом измерения и применением нового решения по управлению. Для компенсации этой задержки в предложенном алгоритме применяется двухшаговое время прогнозирования, предложенное в [90]. Для сокращения времени вычислений в предложенном алгоритме применяется интеллектуальная оптимизация путем удаления повторяющихся вычислений, что не влияет на его производительность, и путем отделения алгоритма аварийного режима от основного алгоритма. Алгоритм аварийного режима активируется только в случае возникновения короткого замыкания, что приводит к сокращению времени вычислений, необходимого для алгоритма УПМ. Таким образом, алгоритм управления реализован с двумя разными временами выборки в зависимости от рабочего режима инвертора - нормального или аварийного.

**5.1 Алгоритм работы СЭС в аварийных режимах работы**

На рисунке 5.1 показана часть (фрагмент) обнаружения КЗ в предлагаемом алгоритме УПМ, где *j* = a,b и c. *ilim –* порог срабатывания ограничителя тока, который используется для индикации аварийных режимов в системе управления. Значение порога срабатывания ограничителя тока может быть установлено вплоть до значений, например, в три раза превышающих номинальное значение тока преобразователя. В алгоритме *vl\_lim* – порог выхода из аварийного режима по заданному уровню напряжения нагрузки, и это можно назвать нижним предельным значением напряжения, которое равно 0,75 амплитуды опорного напряжения.

Рисунок 5.1 Часть (фрагмент) обнаружения КЗ в предлагаемом алгоритме УПМ

Рисунок 5.2 Условия эксплуатации инвертора для нормальных и аварийных режимов в предлагаемом алгоритме УПМ

Весовые коэффициенты *Yia*, *Yib* и *Yic* рассматриваются как индукции КЗ (флаги КЗ) для каждой фазы соответственно. Например, как показано на рисунке 4.1, если КЗ происходит в фазе А, ток будет больше, чем порог срабатывания ограничителя тока (*Ilim*), и значение *Yia* изменится с 0 на 1. Если КЗ устранена, напряжение нагрузки увеличится и будет больше предельного значения напряжения (*Vl\_lim*), поэтому значение *Yia* будет возвращено к нулю.

Очевидно, что напряжение нагрузки в течение КЗ очень низкое, в то время как оно возрастает при устранении повреждения, потому что импедансы нагрузки, внезапно возрастают. В то время как инвертор управляется током и подаёт ограниченный ток, он испытывает перенапряжение. Для ограничения перенапряжения к целевой функции необходимо добавить штрафной член *Fvlim*:



*Fv* lim, if *va* (*k* 1)>*Vu*lim or 0, otherwise*vb* (*k* 1)>*Vu*lim or*vc* (*k* 1)>*Vu*lim

(5.1)

где *Vu-lim* - верхнее предельное значение напряжения нагрузки (то есть максимально допустимое значение напряжений нагрузки). Следовательно, состояния переключения, которые создают напряжение нагрузки с амплитудами выше, чем *Vu\_lim*, добавят большой штрафной член к функции g и будут исключены. С другой стороны, если состояние переключения создаёт напряжение с амплитудой ниже, чем *Vu\_lim*, термин *Fv-lim* не будет действовать.

В момент возникновения КЗ предложенный алгоритм может потребовать несколько интервалов для начала регулирования тока КЗ, и ток КЗ не будет полностью контролироваться.

**5.2 Принцип двухшагового времени прогнозирования для компенсации задержки**

В практической реализации датчики и аналого-цифровые преобразователи (АЦП) обеспечивают время задержки для измерения необходимых сигналов для алгоритма управления. После процедуры измерения алгоритм управления требует большого количества вычислений для применения нового состояния переключения. Следовательно, между началом измерения сигнала и моментом нового приложения состояния переключения будет существенная задержка, как показано на рисунке 4.3, что приведёт к нежелательным гармоническим искажениям в контролируемых сигналах. Дополнительные временные задержки будут обеспечиваться предлагаемым алгоритмом из-за дополнительных вычислений, необходимых для обнаружения КЗ и ограничения тока.

(a) (б)

Рисунок 5.3 Временная шкала реализации УПМ для каждого периода выборки в случае (a) горизонта одношагового прогнозирования (б) горизонта двухступенчатого прогнозирования.

Чтобы компенсировать эту задержку, для предложенного алгоритма в данной диссертационной работе применён принцип двухшагового времени прогнозирования. Этот принцип уже представлен для управления током с прогнозирующей моделью в [90]. Компенсация основана на прогнозировании напряжения нагрузки для двухэтапного прогнозирования (k + 2), и выбранное состояние переключения будет применяться не в текущем интервале, а в начале следующего периода выборки. Таким образом, алгоритм управления изменяется следующим образом:

* + - * 1. запустить процедуру измерения и АЦП;
        2. во время выполнения процедуры АЦП применяется состояние переключения, рассчитанное в предыдущем периоде выборки;
        3. рассчитать ток нагрузки для следующего периода выборки, используя метод экстраполяции Лагранжа:

*iL* (*k* + 1) = 4*iL* (*k*) - 6*iL* (*k* -1) + 4 *iL* (*k* -2) - *iL* (*k* -3) (5.2)

где *iL* (*k*) - измеренный ток нагрузки, *iL* (*k* -1), *iL* (*k* -2) и *iL* (*k* -3) - измеренные токи нагрузки в трех предыдущих интервалах;

* + - * 1. прогнозировать напряжение нагрузки и выходной ток инвертора для двухэтапного горизонта прогнозирования следующим образом:

где ***v*** (*k* + 1) и ***i*** (*k* + 1) - прогнозируемое напряжение нагрузки и ток инвертора, которые рассчитываются в предыдущем интервале;

* + - * 1. выбрать лучшее состояние переключения в соответствии с целевой функцией.

##### **5.3 Оптимизация алгоритма УПМ**

При уменьшении времени выборки *Ts* алгоритм УПМ показывает лучшую производительность. Чтобы уменьшить *Ts*, высокоскоростные микроконтроллеры должны выполнять большое количество вычислений за меньшее время, что приводит к высокой стоимости. В данной диссертационной работе предложенный УПМ оптимизирован следующим таким образом, что он делится на два алгоритма: алгоритм нормального режима и алгоритм аварийного режима.

Целью алгоритма УПМ при нормальном режиме является управление выходным напряжением инвертора, поэтому целевая функция в (2.18) используется с модификацией горизонта двухступенчатого прогнозирования:

*g* = (*va*\*– *va*(*k*+2))2 + (*vb*\* – *vb*(*k*+2))2 + (*vc*\* – *vc*(*k*+2))2 + *Fvlim* (5.4)

Некоторые вычисления в прогнозировании напряжения не нужно выполнять при каждом состоянии переключения. Чтобы оптимизировать время, прогнозирование напряжения может быть переписано как:

*va* (*k*  2)

***v***(*k*  2)  *vb* (*k*  2)  ***Qv***  *j*1***e*** (5.5)

*vc* (*k*  2)

В алгоритме режима КЗ целевая функция представляет собой сочетание между регулированием напряжения и током в зависимости от места и типа КЗ. Например, если происходит однофазное КЗ на фазе А, алгоритм управления будет действовать как регулятор тока для фазы А и регулятор напряжения для других фаз и так далее. Прогнозирование тока инвертора в этом алгоритме осуществляется с использованием (5.5) с модификациями:

*ia* (*k*  2)

***i***(*k*  2)  *ib* (*k*  2)  ***Qi***  *j*3***e*** (5.5)

*ic* (*k*  2)

где:

(5.6)

Нет необходимости прогнозировать все напряжения нагрузки и все токи инвертора для каждого периода выборки. В соответствии с типом и местонахождением КЗ, ***Qi*** и ***Qv*** оцениваются один раз в каждом периоде выборки, в соответствии с рис. 5.4, иллюстрирующем блок-схему предложенного оптимизированного алгоритма УПМ.

Этот алгоритм выполняется для каждой фазы j = a, b и c. Для дальнейшей оптимизации целевая функция в алгоритме аварийного режима разделена на три целевых члена (*ga*, *gb*, *gc*), по одному целевому члену для каждой фазы. Каждый целевой член рассчитывается в зависимости от наличия КЗ в соответствующей фазе, как и показано на рисунке 5.4.

Рисунок 5.4 Блок-схема оптимизированного предложенного алгоритма УПМ.

**5.4 Проведённые эксперименты**

В данном подразделе представлены результаты экспериментальной проверки предложенных алгоритмов УПМ [91]. Схема тестирования в практических экспериментах применялась такая же, как и в схеме моделирования. Микропроцессорная система управления инвертором построена на базе микроконтроллера STM32F769BIT6 (216 MHz). Сигналы задания рассчитаны и записаны в память микроконтроллера. В качестве датчиков тока в каналах обратной связи используется датчик LEM GAS 25-NP. Измерения проводятся по девяти аналоговым каналам, содержащим фильтры нижних частот на основе операционных усилителей. По соображениям безопасности напряжение звена постоянного тока было выбрано на уровне 60 В и формировалось двумя источниками постоянного напряжения по 30 В, включенными последовательно. Сигналы обратной связи по напряжению измерялись напрямую без использования датчика напряжения. Аналогово-цифровой преобразователь встроен в микросхему микроконтроллера. Сигналы управления, вырабатываемые микроконтроллером, подавались на драйверы силовых транзисторов (MOSFET IXFN110N60P3). Для измерения электрических величин использовался осциллограф LeCroy Wave Runner. Для питания схемы микропроцессорного модуля и датчиков тока использовался отдельный блок питания. Параметры системы приведены в таблице 4.1. Фотографии системы и электрическая схема показаны на рисунке 5.5.

Благодаря оптимизации времени, выполненной для предложенного алгоритма УПМ, достигнутое время вычисления предложенного алгоритма равно 13,4 мкс для алгоритма нормального режима и 18,5 мкс для алгоритма аварийного режима. Для имеющегося в лаборатории микропроцессора период выборки для алгоритма нормального режима выбран равным 25 мкс, а для алгоритма аварийной режима - 32 мкс.

ТАБЛИЦА 5.1 ПАРМЕТРЫ СИСТЕМЫ

|  |  |
| --- | --- |
| **Параметр** | **Значение** |
| DC input power supply | *Vdc =* 60 V, Pdc = 720 Watt |
| Sampling time | *Ts = 25* µs */ 32* µs |
| DC-link capacitance | *Cdc =* 800 µF |
| LC filter | *R = 0.1* Ω, *L =* 1 mH*, C=*90 µF |

(a) (б)

Рисунок 5.5 Экспериментальная установка (a) и ее функциональная схема (б)

Для оценки производительности алгоритма было проведено тестирование в трёх режимах: установившийся статический режим работы, переходные процессы и режим короткого замыкания. Каждый из режимов работы был проверен при различных параметрах нагрузки.

**Статический режим**

Работа алгоритма управления в статическом режиме была проверена при различных видах нагрузок, представленных в таблице 5.2:

ТАБЛИЦА 5.2 ПАРАМЕТРЫ НАГРУЗОК

|  |  |
| --- | --- |
| **Опыт** | **Параметры нагрузки** |
| 1) Сбалансированные резистивные нагрузки | *Ra = Rb =Rc* = 10 Ω |
| 2) Сбалансированные индуктивные нагрузки | *Ra = Rb =Rc* = 12 Ω  *La = Lb= Lc* = 4 mH |
| 3) Несбалансированные резистивные нагрузки | *Ra* = 5 Ω, *Rb* = 10 Ω, Rc = 15 Ω |
| 4) Несбалансированные индуктивные нагрузки | *Ra* = 6 Ω, *Rb* = 9 Ω, Rc = 12 Ω  *La* = 2 mH, *Lb* = 3 mH, *Lb* = 4 mH |
| 5) Несбалансированные нелинейные нагрузки | **Опыт** *(a): Lf = 1.3 mH, Cf = 1400*  µF, *Ra=10* Ω,  **Опыт** *(б): Lf = 13.5 mH, Cf = 2800*  µF, *Ra=10* Ω |

Осциллограммы напряжений нагрузки, токов нагрузки и тока нулевого провода при сбалансированных нагрузках показаны на рисунках 5.6а - 5.8а. Соответствующие осциллограммы напряжений и токов для индуктивной нагрузки представлены на рисунках 5.6б - 5.8б. Полученные результаты экспериментов показывают, что алгоритм способен регулировать напряжение вне зависимости от типа нагрузки (резистивная или индуктивная). В случае индуктивной нагрузки не удалось в лабораторных условиях добиться идеального баланса токов, поэтому ток нулевого провода не равняется нулю в данном случае. В качестве резистивной нагрузки использовалась электронная нагрузка, что позволило свести несимметрию к минимуму.

* + - 1. (б)

Рисунок 5.6 Напряжения нагрузки СЭС при (а) сбалансированных резистивных нагрузках и (б) сбалансированных индуктивных нагрузках

(a) (б)

Рисунок 5.7 Токи нагрузки СЭС при (а) сбалансированных резистивных нагрузках и (б) сбалансированных индуктивных нагрузках

1. (б)

Рисунок 5.8 Ток нулевого провода СЭС при (а) сбалансированных резистивных нагрузках и (б) сбалансированных индуктивных нагрузках

(а) (б)

Рисунок 5.9 Напряжения нагрузки СЭС при (а) несбалансированных резистивных нагрузках и (б) несбалансированных индуктивных нагрузках

В случае несбалансированной нагрузки алгоритм способен управлять инвертором напряжения так, чтобы обеспечить сбалансированные напряжения нагрузки (рис. 4.9). Напряжения нагрузки достаточно точно следуют за эталонными напряжениями, являются синусоидальными с низким значением гармонических искажений. Как показано на рисунке 4.10, токи нагрузки различны и определяются полным сопротивлением нагрузки каждой отдельной фазы, что вызывает протекание тока в нулевом проводе (рис. 5.11).

(a) (б)

Рисунок 5.10 Токи нагрузки СЭС при (а) несбалансированных резистивных нагрузках и (б) несбалансированных индуктивных нагрузках

1. (б)

Рисунок 5.11 Ток нейтрали СЭС при (а) несбалансированных резистивных нагрузках и (б) несбалансированных индуктивных нагрузках

Для подтверждения работоспособности алгоритма при нелинейных нагрузках был проведён эксперимент с работой преобразователя на трёхфазный диодный мост с резистивной нагрузкой и *LC*-фильтром. Схема нагрузки показана на рисунке 5.12.

Рисунок 5.12 Топология нелинейной нагрузки СЭС, используемой в эксперименте

(а) (б)

Рисунок 5.13 Напряжения нагрузки СЭС при нелинейных нагрузках: опыт (а) и опыт (б)

(a) (б)

Рисунок 5.14 Токи нагрузки СЭС при нелинейных нагрузках: опыт (а) и опыт (б)

В течение эксперимента был использован *LC-*фильтр с различными параметрами (таблица 5.2). Осциллограммы фазных напряжений и токов фаз показаны на рисунке 5.13 и рис. 5.14 соответственно. Несмотря на то, что потребляемые нагрузкой токи имеют несинусоидальную форму, фазные напряжения продолжают точно отслеживать эталонные напряжения и остаются синусоидальными с низким значением гармонических искажений.

**Динамический режим**

Для практической проверки работы СЭС в динамическом режиме применялось ступенчатое изменение сопротивления нагрузки от холостого хода до следующих значений: *Ra* = *Rb* = *Rc* = 10 Ом через 0,2 секунды после старта преобразователя. Напряжения и токи нагрузки показаны на рисунках 5.15 и 5.16 соответственно.

Рисунок 5.15 Токи нагрузки СЭС в динамическом режиме

Результаты эксперимента показывают, что амплитуды фазных напряжений остаются неизменными после подключения нагрузки. Более того, переходный процесс заканчивается приблизительно за 2 мс, что является приемлемым результатом. Искажения фазных напряжений также находятся на приемлемом уровне. Как можно заметить, в течение переходного процесса наблюдается дребезг в кривых тока нагрузки. Однако данное явление не оказывает влияния на фазные напряжения, которые точно следуют за эталонными сигналами задания.

Рисунок 5.16 Напряжения нагрузки СЭС в динамическом режиме

**Аварийные режимы**

В общем случае существует три типа аварийных режимов, которые могут произойти в любой системе электроснабжения:

1. однофазное короткое замыкание;
2. линейное короткое замыкание;
3. трёхфазное симметричное короткое замыкание.

Рисунок 5.17 Ток нагрузки до однофазного КЗ, в течение однофазного КЗ и после.

Рисунок 5.18 Напряжение нагрузки до однофазного КЗ, в течение однофазного КЗ и после

Работа алгоритма управления была проверена экспериментально на всех типах аварийных ситуаций, чтобы показать эффективность работы алгоритма и возможность ограничения тока. Короткое замыкание со стороны нагрузки было проведено с помощью автоматического контактора, подключённого параллельно с нагрузкой, на время от 1 до 3 секунд.

Токи нагрузки в течение однофазного замыкания в фазе А показаны на рисунке 5.17. Как видно из рисунка осциллограммы, ток в фазе А ограничен на уровне 7 ампер и имеет синусоидальную форму в соответствии с эталонным сигналом задания тока, в то время как другие фазы работают независимо в режиме регулирования напряжения. Как видно на рисунке 5.18 осциллограммы, короткое замыкание в фазе А никак не влияет на их работу. После выхода из состояния КЗ, напряжение в фазе приходит в нормальное состояние без перенапряжений во время переходного процесса.

Рисунок 5.19 Ток нагрузки до двухфазного КЗ, в течение двухфазного КЗ и после

Рисунок 5.20 Напряжение нагрузки до двухфазного КЗ, в течение двухфазного КЗ и после

Разработанный алгоритм управления показывает такую же производительность и в случае двухфазного короткого замыкания как показано на рисунках 19 и 20. Токи в фазах с КЗ ограничены и имеют синусоидальную форму в соответствии с эталонным сигналом задания тока. Работа исправной фазы не нарушается. Режимы однофазного и двухфазного КЗ считаются случаями несбалансированного короткого замыкания, в которых алгоритм позволяет эффективно определить фазы, в которых произошла аварийная ситуации и изменить цель управления на ограничение тока нагрузки, сохранив при этом работоспособность СЭС в целом и рабочих фаз в частности.

Одной из самых опасных аварийных ситуаций в трёхфазных СЭС является трёхфазное симметричное замыкание. Разработанный алгоритм управления позволяет эффективно защитить систему электроснабжения от броска тока, изменив цель управления с регулирования напряжения на регулирование тока. На рисунке 5.21 показано, как инвертор, на основе которого построена СЭС, формирует в нагрузке заданный ток во всех фазах в течение короткого замыкания. В момент времени, когда СЭС выходит из состояния короткого замыкания, и вовремя, когда осуществляется регулировка по току, возможно возникновение перенапряжений. Поэтому алгоритм так же, как и в предыдущих экспериментах отслеживает возможность появления перенапряжений и избегает состояний переключения инвертора, которые приводят к появлению напряжения выше, чем пороговое значение. Такая защита от перенапряжений может привести к некоторым колебаниям напряжения при выходе инвертора из состояния короткого замыкания, как показано на рисунке 5.22, которые, впрочем, не являются критичными.

Рисунок 5.21 Ток нагрузки до трехфазного КЗ, в течение трехфазного КЗ и после

Рисунок 5.22 Напряжение нагрузки до трёхфазного КЗ, в течение трёхфазного КЗ и после

Выводы по главе 5

Исследования, проведенные в главе 4 показывают, что алгоритм прогнозного управления (УПМ) реализуем и эффективен при применении в трехфазных системах электроснабжения, реализованных на основе полупроводникового преобразователя (инвертора). Для проверки теоретических положений, сформулированных в данной диссертационной работе:

1. был доработан алгоритм УПМ для применения в аварийных режимах работы СЭС;
2. для компенсации временной задержки реализован принцип двухшагового времени прогнозирования;
3. изготовлен макетный образец полупроводниковой СЭС с нулевым проводом (четвертой стойкой), на котором проведены физические эксперименты;
4. в результате проведенных экспериментов показано, что параметры выходного напряжения СЭС по показателям КНИ и динамическому отклику соответствуют результатам, полученным при имитационном моделировании.

Результаты экспериментов подтверждают правильность теоретических исследований и выводов диссертационной работы.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе выполнены исследования режимов работы полупроводниковой трехфазной СЭС на базе полупроводникового преобразователя (инвертора), реализующей алгоритм прогнозирующего управления. Проведенные исследования показали реализуемость, эффективность и перспективность применения вышеуказанного алгоритма для достижения требуемого качества выходного напряжения. В результате проделанных в диссертационной работе исследований:

1. Изучены и проанализированы особенности применения и построения автономных полупроводниковых СЭС при работе на различные виды нагрузок и в составе автономных сетей, в частности, microgrid.
2. Разработаны математические модели СЭС на основе АИН с нулевым проводом (четвертой стойкой) и выходным фильтром при реализации алгоритма ее управления на основе ПИД-регулятора, ПР-регулятора, скалярной ШИМ и при компенсации взаимной связи между осями D и Q в системе координат DQ0.
3. Разработан алгоритм прогнозирующего управления выходным напряжением АИН с нулевым проводом (четвертой стойкой), минимизирующий ошибку между выходным и опорным напряжениями.
4. В пакете *Matlab Simulink* разработана имитационная модель СЭС при управлении автономным инвертором с нулевым проводом (четвёртой стойкой) на основе трёх методов управления: с ПР-регулятором, ПИД-регулятором и с прогнозирующей моделью.
5. Проведены исследования по особенностям применения метода прогнозирующего управления в структуре полупроводниковой СЭС и разработаны алгоритмы управления СЭС при ее работе на активную, реактивную и нелинейную нагрузки как симметричного, так и несимметричного (несбалансированного) типа в соответствии с показателями качества управления.
6. Проведены сравнительные исследования СЭС с прогнозирующим управлением с СЭС, функционирующих на основе алгоритмов пропорционально- интегрально- дифференциального (ПИД) и пропорционально-резонансного (ПР)- регулирований.
7. Проведен анализ чувствительности управления и оценки влияния изменения нагрузки и параметров LC-фильтра на характеристики управления СЭС при УПМ- и ПИД-алгоритмах. Показано, что УПМ обладает хорошей устойчивостью и низкой чувствительностью к изменениям параметров фильтров, а также незначительно влияет на пульсацию напряжения в звене постоянного тока инвертора.
8. Разработаны алгоритмы аварийной защиты полупроводниковой СЭС с прогнозирующим управлением по току нагрузки.
9. Для проверки теоретических исследований и выводов изготовлен макетный образец полупроводниковой СЭС с нулевым проводом (четвертой стойкой), на котором проведены физические эксперименты. Результаты экспериментов подтвердили правильность теоретических исследований и выводов диссертационной работы.

**Список использованных источников**

1. Прогноз развития энергетики мира и Казахстана 2019 / под ред. А.А. Макарова, Т.А. Митровой, В.А. Кулагина; ИНЭИ РАН – Московская школа управления СКОЛКОВО – Москва, 2019. – 210 с. - ISBN 978-5-91438-028-81.
2. Vaclav Smil, Energy Transitions: History, Requirements, Prospects (Santa Barbara, Calif.: Praeger, 2010), vii. For alternative definitions, see Benjamin K. Sovacool,

«How Long Will ItTake. Conceptualizing the Temporal Dynamics of Energy Transitions», Energy Research & Social Science, vol. 13, 2016, 202-203.

1. Smil, Vaclav. Energy and Civilization: a History. MIT Press, 2018.
2. [https://irena.org/newsroom/pressreleases/2018/Oct/Egypt-Could-Meet-More-](https://irena.org/newsroom/pressreleases/2018/Oct/Egypt-Could-Meet-More-than-50-percent-of-its-Electricity-Demand-with-Renewable-Energy) [than-50-percent-of-its-Electricity-Demand-with-Renewable-Energy](https://irena.org/newsroom/pressreleases/2018/Oct/Egypt-Could-Meet-More-than-50-percent-of-its-Electricity-Demand-with-Renewable-Energy).
3. <https://renen.ru/egypt-builds-largest-solar-park-2-gw/>
4. Zamora R, Srivastava AK. Controls for microgrids with storage: Review, challenges, and research needs. Renew Sustain Energy Rev 2010.
5. Palizban O, Kauhaniemi K. Hierarchical control structure in microgrids with distributed generation: Island and grid-connected mode. Renew Sustain Energy Rev 2015.
6. Vandoorn TL, De Kooning JDM, Meersman B, Vandevelde L. Review of primary control strategies for islanded microgrids with power-electronic interfaces. Renew Sustain Energy Rev 2013.
7. Rocabert J, Luna A, Blaabjerg F, Rodríguez P. Control of power converters in AC microgrids. IEEE Trans Power Electron 2012.
8. Liu X, Deng Y, Liu Q, He X, Tao Y. Voltage unbalance and harmonics compensation for islanded microgrid inverters. IET Power Electron 2014.
9. X. Wang, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, and Z. Chen, “A review of power electronics based microgrids,” J. Power Electron., vol. 12, no. 1, pp. 181–192, 2012.
10. P. G. Arul, V. K. Ramachandaramurthy, and R. K. Rajkumar, “Control strategies for a hybrid renewable energy system: A review,” Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 42, pp. 597–608, 2015.
11. A. Mohd, E. Ortjohann, D. Morton, and O. Omari, “Review of control techniques for inverters parallel operation,” Electr. Power Syst. Res., vol. 80, no. 12, pp. 1477–1487, 2010.
12. S. B. and B. Chowdhury, “Hybrid AC / DC Power Distribution Solution for Future Space Applications,” Proc. IEEE PESGM, vol. 65401, pp. 1–8, 2007.

Z. Jiang and X. Yu, “Hybrid DC- and AC-linked microgrids: Towards integration of distributed energy resources,” 2008 IEEE Energy 2030 Conf. ENERGY 2008, 2008.

1. Z. Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, and S. Member, “A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 8, pp. 1859–1875, 2009.
2. Абуэлсауд Р.С. Устранения мёртвого времени для трёхфазных автономных инверторов напряжения / Р. С. Абуэлсауд, A. Г. Гарганеев // Электропиние – 2019. – № 1.
3. Peng Li, Bai Dan, Kang Yong, and Chen Jian, “Research on three-phase inverter with unbalanced load,” in Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC ’04., 2004, vol. 1, no. C, pp. 128–133.
4. D. Soto, C. Edrington, S. Balathandayuthapani, and S. Ryster, “Voltage balancing of islanded microgrids using a time-domain technique,” Electr. Power Syst. Res., vol. 84, no. 1, pp. 214–223, 2012.
5. P. K. Goel, B. Singh, S. S. Murthy, and N. Kishore, “Isolated wind-hydro hybrid system using cage generators and battery storage,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1141–1153, 2011.
6. M. K. Mishra, A. Joshi, and A. Ghosh, “Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 18, no. 2, pp. 538–544, 2003.
7. M. R. Miveh, M. F. Rahmat, A. A. Ghadimi, and M. W. Mustafa, “Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review,” Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 54, pp. 1592–1610, 2016.
8. P. Lohia, M. K. Mishra, K. Karthikeyan, and K. Vasudevan, “A minimally switched control algorithm for three-phase four-leg VSI topology to compensate unbalanced and non-linear load,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 4, pp. 1935– 1944, 2008.
9. F. V. Converters, R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, “Three-Dimensional Space Vector Modulation for for Four-Leg Voltage-Source Converters,” IEEE Trans. POWER Electron., vol. 17, no. 3, pp. 314–326, 2002.
10. A. Hintz, U. R. Prasanna, and K. Rajashekara, “Comparative Study of the Three-Phase Grid-Connected Inverter Sharing Unbalanced Three-Phase and/or Single- Phase systems,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 52, no. 6, pp. 5156–5164, 2016.
11. V. Khadkikar and A. Chandra, “An independent control approach for three- phase four-wire shunt active filter based on three H-bridge topology under unbalanced load conditions,” PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf., pp. 4643–4649, 2008.
12. Raef Aboelsaud, A. Ibrahim, and A. G. Garganeev, “Review of three-phase inverters control for unbalanced load compensation,” Int. J. Power Electron. Drive Syst., vol. 10, no. 1, pp. 242–255, 2019.
13. Raef Aboelsaud, A. Ibrahim, and A. G. Garganeev ‘‘Voltage Control of Autonomous Power Supply Systems Based on PID Controller Under Unbalanced and Nonlinear Load Conditions’’ in Proceedings of the International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), 2019.
14. Aboelsaud R. -. , Ahmed Ibrahim A. , Garganeev A. G. Comparative Study Of Control Methods for Power Quality Improvement of Autonomous 4-Leg Inverters // 1st IEEE 2019 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE 2019): Prodeedings, Moscow, March 14-15, 2019. - Piscataway: IEEE, 2019 - p. 1-6.
15. Р. С. Абуэлсауд, A. Г. Гарганеев, Управление выходным напряжением автономной cистемы электроснабжения на основе ПИД-регуляторов в условиях несбалансированных и нелинейных нагрузок, Электропиние, № 3, 2018.
16. Aidan O'Dwyer Handbook of PI and PID controller tuning rules, 3nd Edition.

- London: Imperial College Press, 2009.

1. H wang JG, Lehn P W, Winkelnkemper M. A, generalized class of stationary frame-current controllers for grid-connected AC–DC converters. IEEE Trans Power Delivery 2010.
2. Guoqiao S, Xuancai Z, Jun Z, Dehong X., A new feedback method for PR current control of LCL-filter- based grid-connected inverter, IEEE Trans Indust. Electron 2010.
3. Жораев Т.Ю. Повышение качества электрической энергии бортовой системы генерирования на базе автономного инвертора напряжения/ Диссертация

...кандидата технических наук: 05.09.03 / Т.Ю. Жораев 2009.- 21 с.

1. A. G. Garganeev, R. Aboelsaud, and A. Ibrahim, “Voltage Control of Autonomous Three-Phase Four-Leg VSI Based on Scalar PR Controllers,” in 2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2019, pp. 558–564.
2. Р. С. Абуэлсауд, A. Г. Гарганеев, Управление напряжением трехфазного Автономного инвертора напряжения с нулевым Проводом на основе пропорционально-Резонансных регуляторов, Практическая силовая электроника, № 1, 2019.
3. Hornik T, Zhong Q Ch. A current-control strategy for voltage-source inverters

in microgrids based on H∞ and repetitive control. IEEE Trans Power Electron, 2011.

1. Yang S, Lei Q, Peng FZ, Qian Z. A robust control scheme for grid-connected voltage source inverters. IEEE Trans Ind. Electron. 2010.
2. Kazmierkowski M.P. Current control techniques for three-phase voltage- source PWM converters: A survey / M.P. Kazmierkowski, L. Malesani // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1998. – Vol. 45, No. 5. – P. 691–703.
3. Davoodnezhad R. A Novel Three-Level Hysteresis Current Regulation Strategy for Three Phase Three-Level Inverters / R. Davoodnezhad, D.G. Holmes, B.P. McGrath // IEEE Trans. on Power Electron. – 2013. – Vol. 29, No. 11. – P. 6100–6109.
4. Shukla A. Hysteresis Modultion of Multilevel Inverters / A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi // IEEE Trans. on Power Electron. – 2011. – Vol. 26, No. 5. – P. 1396– 1409.
5. Gupta R. Multiband Hysteresis Modulation and Switching Characterization for Sliding-Mode-Controlled Cascaded Multilevel Inverter / R. Gupta, A. Ghosh, A. Joshi

// IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, No. 7. – P. 2344–2353.

1. Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters / H. Mao, X. Yang, Z. Chen, Z. Wang // IEEE Trans. on Power Electron. – 2012.

– Vol. 27, No. 7. – P. 3330–3339.

1. Analysis of Current Controllers for Voltage Source Inverter / M.A. Rahman,

T.S. Radwan, A.M. Osheiba, A.E. Lashine // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1997. – Vol. 44, No. 4. – P. 477– 485.

1. Mohseni M. A New Vector-Based Hysteresis Current Control Scheme for Three-Phase PWM Voltage-Source Inverters / M. Mohseni, S.M. Islam // IEEE Trans. on Power El. – 2010. – Vol. 25, No. 9. – P. 2299–2309.
2. Баховцев И. Н. Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ/ диссертация ... доктора технических наук: 05.09.12

/ Баховцев И. Н., 2017.- 452 с.

1. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.:Наука. 1972. – 768 с.
2. Емельянов С.В. Системы автоматического управления с переменной структурой. – М.:Наука, 1967.-336 с.
3. Емельянов С.В., Коровин С.К. Новые типы обратной связи. Управление при неопределенности.-М.:Наука, 1997. – 352 с.
4. Шидловский С.В. Автоматическое управление. Перестраиваемые структуры. -Томск: Томский государственный университетет, 2006. – 288 с.
5. A. M. Fahmy, A. K. Abdelslam, A. A. Lotfy, M. Hamad, and A. Kotb, “A Four Leg Shunt Active Power Filter Predictive Fuzzy Logic Controller for Low-Voltage Unbalanced-Load Distribution Networks,” J. Power Electron., vol. 18, no. 2, pp. 573–587, 2018.
6. Zadeh L.A. Fuzzy sets. - Information and Control. 1965, №8, p.338-353.
7. Рутковская Д, Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия-Телеком, 1006, 383 с
8. Деменков Н.П. Нечеткое управление в технических системах: Учебное пособие.- М.:-Изд-во МГТУ им. Н.Э Баумана. -2005. – 200 с. Илл.
9. J. M. S. Ribeiro, M. F. Santos, M. J. Carmo, and M. F. Silva, “Comparison of PID controller tuning methods: Analytical/classical techniques versus optimization algorithms,” 2017 18th Int. Carpathian Control Conf. ICCC 2017, pp. 533–538, 2017.
10. X. Fu, S. Li, A. Hadi, and R. Challoo, “Novel Neural Control of Single-Phase Grid-Tied Multilevel Inverters for Better Harmonics Reduction,” Electronics, vol. 7, no. 7, p. 111, 2018.
11. M. V. Martinovich, I. A. Belova, V. A. Skolota, and I. V. Zaev, “Neural Network Load Current Observer for DC Converter,” 2018 14th Int. Sci. Conf. Actual Probl. Electron. Instrum. Eng. APEIE 2018 - Proc., vol. 1, pp. 65–70, 2018.
12. А.Г. Гарганеев, Р.С. Абуэлсауд, Система электроснабжения на основе управления автономным инвертором с прогнозирующей моделью, Доклады ТУСУР,

№ 1, 2018.

1. S. Vazquez et al., “Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics,” IEEE Ind. Electron. Mag., vol. 8, no. 1, pp. 16–31, Mar. 2014.
2. S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, “Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb. 2017.
3. V. Yaramasu, M. Rivera, B. Wu, and J. Rodriguez, “Predictive control of four-leg power converters,” Proc. - 2015 IEEE Int. Symp. Predict. Control Electr. Drives Power Electron. Preced. 2015, pp. 121–125, 2015.
4. V. Yaramasu, S. Member, M. Rivera, M. Narimani, B. Wu, and J. Rodriguez, “Model Predictive Approach for a Simple and Effective Load Voltage Control of Four-Leg Inverter With an Output LC Filter,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 10, pp. 5259– 5270, 2014.
5. Pashayeva B. Mathematical model of the fluid catalytic cracking for work in testing control systems for the cracking plant/ PCI, Baku, Azerbaijan - Vol.1 – 2010. pp. 328-331.
6. Camacho E.F., Bordons C. Model predictive control. London: Springer- Verlag, 2004. 405 p.
7. Параев Ю.И. Решение задач об оптимальном производстве, хранении и сбыте товара //Изв. РАН. Теория и системы управления. 2000. № 2. C. 103 – 107.
8. Перепелкин Е.А. Прогнозирующее управление экономической системой производства, хранения и поставок товаров потребителям // Экономика и математические методы.
9. Киселева М.Ю., Смагин В.И. Управление производством, хранением и поставками товаров на основе прогнозирующей модели выхода системы // Вестник ТГУ. Управление, вычислительная техника и информатика. 2009. № 2(7). C. 24 – 30.
10. Diab, A.A.Z. Vector controlled induction motor drive based on model predictive control [Текст] / A.A.Z Diab, V.V. Pankratov // Proceedings of ХI International conf. on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering APEIE-2012 (Novosibirk, 2 – 4 October 2012 г.), vol. 1. – Novosibirsk: NSTU, 2012. – pp. 167 – 173.
11. Diab, A.Z. Speed Control of Sensorless Induction Motor Drive Based on Model Predictive Control/ A.Z. Diab, D.A. Kotin, V.V. Pankratov // Proceedings of 14th International Conference on Young Specialist on Mi-cro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2013). – Erlagol, Altai, July 1 – 5, 2013, pp. 269 – 274.
12. Вдовин, В.В. Глобально устойчивый адаптивный наблюдатель для систем общепромышленного асинхронного электропривода/ В.В. Панкратов, В.В. Вдовин, С.С. Доманов, Г.Г. Ситников // Электротехника. – 2011. – №6. – С.42 – 47.
13. Вдовин, В.В. Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода / В.В. Вдовин, В.В. Панкратов // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320, №4. Энергетика. – Томск: Изд-во ТПУ. – С. 147 – 153.
14. Шайхутдинов Д.В., Дубров В.И., Леухин Р.И., Наракидзе Н.Д., Щучкин Д.А., Январев С.Г. К выбору типа регулятора для решения задачи управления электромагнитным приводом// Фундаментальные исследования. – 2015. – № 10-1. – С. 107-116.
15. Диаб А.К.З, Котин Д.А., Панкратов В.В. Непосредственное векторное управление асинхронными электроприводами с использованием прогнозирующих моделей// Инженерный вестник Дона, 2014, №1. – Режим доступа: [http://www.](http://www/) <http://ivdon.ru/magazine/archive/n1y2014/2247>(доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.
16. Aboelsaud R., Ibrahim A., Diab A.A.Z., Al-Sumaiti A.S., Garganeev A., Aleksandrov I. Assessment of Model Predictive Voltage Control for Autonomous Four- Leg Inverte// IEEE Access. – 2020.
17. Aboelsaud R. -. , Ibrahim A. -. , Garganeev A. G. Comparative study of FCS- MPC and PWM control techniques for autonomous four-leg VSI // International Journal of Power Electronics – 2021.
18. Garganeev A. G. , Aboelsaud R., Ibrahim A.. A Novel Predictive Control Algorithm For Autonomous Power Supply Systems // ACM International Conference Proceeding Series : 4th International Conference on Frontiers of Educational Technologies (ICFET2018) , Moscow, June 25-27, 2018. - New York: ACM , 2018 - p. 170-175.
19. H. M. Basri and S. Mekhilef, “Digital predictive current control of multi-level four-leg voltage-source inverter under balanced and unbalanced load conditions,” IET Electr. Power Appl., vol. 11, no. 8, pp. 1499–1508, 2017.
20. H. Mohamed Basri and S. Mekhilef, “Experimental evaluation of model predictive current control for a modified three-level four-leg indirect matrix converter,” IET Electr. Power Appl., vol. 12, no. 1, pp. 114–123, 2017.
21. T. Jin, X. Shen, T. Su, and R. C. C. Flesch, “Model Predictive Voltage Control Based on Finite Control Set with Computation Time Delay Compensation for PV Systems,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 34, no. 1, pp. 330–338, 2019.
22. Z. Liu, J. Liu, and J. Li, “Modeling, analysis, and mitigation of load neutral point voltage for three-phase four-leg inverter,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 5, pp. 2010–2021, 2013.
23. Mohammad Reza Miveh, Mohd Fadli Rahmat, Mohd Wazir Mustafa, Ali Asghar Ghadimi, and Alireza Rezvani, An Improved Control Strategy for a Four-Leg Grid-

Forming Power Converter under Unbalanced Load Conditions // Advances in Power Electronics, Vol. 2016.

1. Mohammad Reza Miveh, Mohd Fadli Rahmat, Mohd Wazir Mustafa, Ali Asghar Ghadimi, and Alireza Rezvani, An Improved Control Strategy for a Four-Leg Grid- Forming Power Converter under Unbalanced Load Conditions // Advances in Power Electronics, Vol 2016.
2. Darlan A. Fernandes, Fabiano F. Costa, Montiˆe A. Vitorino, Kurios I. P. M. Queiroz and Fabiano Salvadori. Carrier-Based PWM Scheme for Three-Phase Four-Leg Inverters // IEEE Industrial Electronics Conference, 2013, pp. 3353-3358.
3. C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas. Digital scalar pulse-width modulation: A simple approach to introduce non- sinusoidal modulating waveforms // IEEE Trans. Power Electron., 16(3):351–359, May 2001.
4. Hamed Nazifi, Ahmad Radan, Current Control Assisted and Non-Ideal Proportional Resonant Voltage Controller for Four-Leg Three-Phase Inverters with Time- Variant Loads. 4th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference, 2013.
5. Xiaobo Dou, Kang Yang, Xiangjun Quan, Qinran Hu, Zaijun Wu. An Optimal PR Control Strategy with Load Current Observer for a Three-Phase Voltage Source Inverter. Energies, 2015.
6. R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P.C. Loh, Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 5, 2006.
7. IEEE, IEEE Std 1159 - IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality., vol. 2009, no. June. 2009.
8. “IEEE recommended practice for monitoring electric power quality,” IEEE Standards 1159, 2009.
9. P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, “Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, 2012.

Абуэлсауд Р. С. Результаты экспериментов автономной системы электроснабжения на основе управления с прогнозирующей моделью / Р. С. Абуэлсауд, И. В. Александров, Г. С. Леус // Электропитание– 2019. – № 3.