

Введение

В основном, недостатками асинхронных электродвигателей до сих пор оставались сложность и неэкономичность регулирования их частоты вращения, а плавное регулирование двигателей с короткозамкнутым ротором было трудно достижимым. Ко всему прочему необходимость регулирования частоты вращения была необходима для привода механизмов, применяемых для изменения расходов и работающих с не постоянной нагрузкой.

С развитием силовой полупроводниковой и микропроцессорной техники в последние годы стало вероятным создание устройств частотного регулирования электроприводов с асинхронными двигателями. Эти устройства дали возможность экономично и с большой точностью управлять скоростью и моментом двигателя, избавиться от дросселирования производительности насосов и вентиляторов при помощи вентиля и заслонок, от применения неэкономичных гидромуфт, а также сложных и дорогих приводов постоянного тока.[1]

Из спектра различных решений, применяемых для энергосбережения и автоматизации, одно из наиболее эффективных и быстро окупаемых, требующих относительно небольших капиталовложений - внедрение высокотехнологичной и наукоемкой энергосберегающей техники - контроллеров с широтноимпульсной модуляцией, позволяющих оптимизировать режимы работы в широком диапазоне изменения нагрузок и включающих себя схем защиты.

Одним из подходов, позволяющих уменьшить потери на нагрев силовых элементов схем, является применение переключательных режимов работы. При таких режимах силовой элемент либо открыт, тогда на нем практически нулевое падение напряжения, либо закрыт, тогда через него идет нулевой ток.

1 Инверторы

1.1 Понятие инвертора

Инвертор — устройство для преобразования постоянного тока в переменный с преобразованием частоты напряжения. Чаще всего выступает как генератор периодического напряжения, по форме подобного синусоиде, или дискретного сигнала.[3]

Инверторы могут применяться в виде отдельного приспособления или в составе источников питания устройств электрической энергией переменного тока.

1.2 Свойства инверторов

Инверторы ослабляют проблему зависимости работы аппаратуры от качества переменного тока в сети питания, либо устраняют ее полностью. Как правило при неожиданных сбоях в сети питания или ее отказе можно обеспечить корректное завершение работы компьютер и выполняемых ими задач, используя при этом резервные аккумуляторные батареи и инверторы. Инверторные преобразователи могут работать параллельно с сетью или независимо от нее в продолжительном, контролируемом режиме, если система обширна и требует большой ответственности.

Широкое применение нашли технологии преобразования энергии, где инверторные устройства представляют собой промежуточное звено в цепи преобразователей, за исключением когда инвертор играет роль источника питания потребителей переменного тока. Для таких схем высокая частота преобразования (от десятков до сотен килогерц) является отличительной особенностью инверторов.

Для достижения более высокой эффективности преобразования энергии на высокой частоте, имеет место необходимость постоянного

совершенствования элементной базы (полупроводниковых ключей, магнитных материалов, специализированных контроллеров). [2]

Высокий КПД, надежность, и приемлемые массогабаритные характеристики необходимы инверторы, как и любому другому устройству.

Помимо всего прочего существует необходимость обеспечивать в, составляющих в кривой выходного напряжения, допустимый уровень высших гармонических составляющих (допустимое значение коэффициентов гармоник), и не допустить при работе образования высокого уровня пульсации на зажимах источника энергии, негативно сказывающийся на других потребителях.

1.3 Работа инвертора

Работа инвертора заключается в переключении источника постоянного напряжения с целью периодического изменения полярности напряжения на контактах нагрузки.

Частота переключения «задается» сигналами управления, формируемыми управляющей схемой (контроллером). Контроллер также может решать некоторые косвенные задачи:

- регулирование напряжения;
- синхронизация частоты переключения ключей;
- защитой их от перегрузок; и др.

Ключи инвертора должны быть управляемыми (закрываются и открываются по сигналу управления), а также обладать свойством двухсторонней проводимости тока. Такие ключи получают шунтированием транзисторов обратными диодами. Полевые транзисторы входят в исключение, в которых такой диод является внутренним элементом их полупроводниковой структуры. [6]

Путем изменения площади изменения площади полуволны добиваются регулирования выходного напряжения инвертора. Регулированием

длительности импульса полуволны достигается самое простое регулирование. Этот метод известен как широтно-импульсная модуляция (ШИМ) сигналов.[3]

Несоблюдение симметрии полуволн выходящего усилия порождает второстепенные продукты питания преобразования с частотой ниже главной, прибавляя вероятность выхода в свет стабильной элементом усилия, недопустимой с целью цепей, включающих трансформаторы.

С целью этого для того чтобы добиться контролируемый порядок деятельности инвертора, его шлюзы и метод их управления обязан гарантировать методичную замену строений электросилового цепочки: явный, короткозамкнутой или обратной.

Первоначальный ресурс кормления обязан позволять службу с импульсными и в том числе и изменяющимися жест токами пользования. Неустойчивые образующие изначального тока устанавливают степень препятствий в контактах ключа кормления.

1.4 Однофазные инверторы

Имеются некоторое количество компаний инверторов:

Категория 1-ая, наиболее дорогостоящие инверторы гарантируют синусоидальную напряжённость в выходе.

Категория 2-ая, выходящая напряжённость выходит наиболее простой фигуры, сменяющей синусоиду (знак в варианте трапецеидального синуса).

Применение переменчивого усилия с простой конфигурацией сигнала никак не возможно с целью многих домашних устройств. График значима с целью устройств, включающих электродвигатели/трансформаторы и отдельных телекоммуникационных, замерных, лабораторских устройств, врачебной техники, а кроме того высококлассной аудио техники.

Выбор инвертора выполняется отталкиваясь с предельной силы энергопотребления обычного усилия 220В/50Гц. [3]

Существуют некоторое количество систем деятельности инвертора:

Длительный порядок деятельности. Данный порядок отвечает нарицательной силы инвертора. [4]

Режим перегрузки. Порядок в коем большая часть инверторов в процесс 10-ов мин. (вплоть до ТРИДЦАТЬ) имеют все шансы давать производительность в 1,1-1,6 однажды значительнее нарицательной.

Пусковой порядок. Порядок деятельности инвертора в коем некто горазд давать высокую мгновенные производительность в процесс многих миллисекунд с целью обеспеченья пуска электродвигателей и ёмкостных нагрузок.

Большинство инверторов, в процесс весьма короткого времени (некоторое количество сек.), имеют все шансы давать производительность в 1,6-2 однажды превышающую нарицательную. Более крепкие краткосрочный перегрузки появляются рядом подключения либо выключения устройств.

К образцу, Для того чтобы подсоединить портативный компьютер с узы машины довольно инвертора мощностью 140 Вт. С целью кормления телефонного аппарата либо иной слабой техники достаточно довольно 7,8 Вт

1.5 Фазосдвигающие инверторы

Фазосдвигающий инвертирующий элемент обладает инверторным узлом. Фазосдвигающий инвертирующий элемент кроме данное включает преобразователь, присоединенный силовым выходящим контактам инвертора. Основными элементами инвертора представлены силовые транзисторы. Таким образом в инверторе есть резонансные конденсаторы представляющие собой паразитные емкости.

Преобразователь заключается с основной и вторичной обмоток в презентованой схеме, показан порядок деятельности выпрямителя.

Имеет положение вероятность осуществлении в порядке выпрямителя, в котором второстепенные обмотки никак не объединены последовательно и

никак не поделены в полуобмотки. Отталкиваясь от проблем оптимизации потерь, модель имеет возможность реализации, и ее подбор никак не воздействует на тех. итог. [5]

В этом инверторе между выходящими контактами инвертора и основной обмотки трансформатора вводится дополнительная индуктивность.

Фазосдвигающий инвертор обладает вероятностью включать возмещающую емкость, определенную среди выходом инвертора.

Работа фазосдвигающего инвертора выполняется таким образом: рядом последовательной коммутации туман транзисторов, и действует в основа основной обмотки насильственного трансформатора. Выходящее напряжённость регулируется вследствие управления домиком фазисного сдвига инвертора. Рядом Нежели стадия усилия в выходе отстает с фазы инвертора.

При небольшом угле сдвига фазы выходящих усилий с инвертора следствии алгебраического суммирования усилий, с учетом символа в выходящих обмотках трансформатора, возникают двухполярные импульсы усилия небольшой скважности, а выходящее напряжённость U_2 - незначительный степень. С ростом угла сдвига фазы скважистость импульсов увеличивается, и выходящее U_2 напряжённость увеличивается. Тем не менее отклонение и модель усилий (отклонение одинакова $\pm 0,5U_1$, а модель схожа к меандру), прикладываемых к изначальным обмоткам. Для того наиболее, реализуется порядок ZVT рядом никаком либо наименьшем выходящем токе преобразователя. С увеличением выходящего тока преобразователя энергии, приготовленной в индуктивностях намагничивания, делается мало (Элемент погружается в нагрузку), тем не менее всегда огромную значимость приступает исполнять электроэнергия, скопленная в индуктивностях рассеяния основных обмоток насильственного трансформатора, и рядом крупных выходящих токах преобразователя и существенных углах модуляции

сдвига фазы не совсем довольно с целью перезаряда резонансных емкостей и обеспечения ZVT. Однако, к сожалению, имеется сфера угла модуляции сдвига фазы (с 0 вплоть до 20%) рядом небольших и посредственных вплоть до 30%) выходящих токах преобразователя, если в действительности мало буква энергии, скопленной в индуктивностях намагничивания трансформаторов (существенная не элемент погружается в пропорциональную нагрузку), буква энергии, скопленной в индуктивностях рассеяния трансформаторов (перегрузка незначительная и электричество основной обмотки пока что кроме того невелик).

Дополнительная электроэнергия, накапливающаяся в данной индуктивности, может помочь добиться порядка ZVT и в основном полумостовом инверторе в абсолютно всем спектре нагрузок. Данная индукция имеет возможность являться питающейся с целью оптимизации пропорций скопленной энергии, наибольшего и наименьшего тока, рядом чем симпатия гарантирует порядок ZVT в небольших токах перегрузки, несущественно - в посредственных токах, и практически никак не проявляя воздействия в крупных токах перегрузки. [6]

При работе преобразователя в порядке быстроменяющейся в просторном спектре перегрузки, в молчалив может быть происхождение порядка несимметричного намагничивания магнитопроводов силовых трансформаторов. Данное, в окончательном счете, имеет возможность послужить причиной к их насыщению и к выходу с режима силовых транзисторов из-за внезапного повышения тока намагничивания основных обмоток или к срабатыванию защиты силовых транзисторов и, поэтому, к отключению преобразователя и прерыванию деятельность, что же в строе проблем непозволительно.

Таким способом, вследствие этому, что же вспомогательная индуктивность перетащена в линия основной обмотки трансформатора, разрешена задача

асимметричности резонансных действий и существует вероятность целиком возместить динамические потери в ключах инвертора в абсолютно всем спектре выходящих токов инвертора. Помимо данного получилось существенно уменьшить токовую нагрузку.

1.6 Классификация фазосдвигающих инверторов

Повышенный шум, невысокая надежность и массогабаритные показатели - вот основные недостатки у большинства преобразователей. При создании управляемых импульсных источников питания, в составе микропроцессора показывают, что при преобразовании сигнала аналог-цифра-аналог, появляется проблема недостатка быстродействия и точности, показатели надежности очень низкие из-за наличия сбоев в системах управления. Это же является недопустимым для этого класса систем.

Это возможно благодаря преобразованию двухполярного сигнала в однополярный в момент его прохождения через ноль, с применением аналогового коммутатора и изменением направления тока.

Для того чтобы на выходе мы имели сигнал нужной формы, силовые ключи закрываются и открываются с определенной частотой, длительность открытого состояния пропорционально выходному напряжению. Это и есть ничто иное как широтно-импульсная модуляция (ШИМ).

Далее этот сигнал, который состоит из импульсов разной ширины поступает на фильтр, который в свою очередь состоит из дросселя и конденсатора. На выходе мы получаем практически идеальный сигнал необходимой нам формы. [7]

Частотно-регулируемый привод (ЧРП) состоит из асинхронного электрического двигателя М и преобразователя частоты ПЧ (рисунок 3):

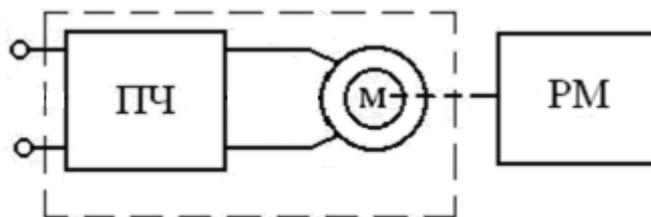


Рисунок 1 - Общая структура ЧРП

Действующий система доводится в передвижение гальваническим мотором. Конвертор частоты представляется постоянным электрическим приспособлением, что распоряжается гальваническим мотором. В выходе преобразователя создается напряжённость с контролируемыми амплитудой и частотой.

За расчет перемены частоты вертящегося магнитного степь, изготавливаемого статором, исполняется управление частоты верчения ротора асинхроничного мотора.

В более популярном частотно-контролируемом приводе в базе асинхроничного мотора с короткозамкнутым ротором используются 2 типа управления – скалярное и векториальное.

При скалярном управлении в то же время меняют частоту и амплитуду доставляемого к мотору усилия.

Частотный конвертор заключается с организации управления, выпрямителя и покрышки непрерывного тока. Входное синусоидальное напряжённость с стабильной амплитудой и частотой выпрямляется в звене непрерывного тока В, скрадывается фильтром заключающимся с дросселя L_v и конденсатора фильтра C_v , а далее снова реорганизуется инвертором ЗВЕЗДА в неустойчивое напряжённость изменяемой частоты и амплитуды. Управление выпускной частоты $f_{вых}$. и усилия $U_{вых}$ исполняется в инверторе из-за расчет индукционного широтно-пульсирующего управления. Широтно-пульсирующее руководство характеризуется этапом модуляции, изнутри коего электрообмотка статора электродвигателя подключается один за другим к позитивному и негативному полюсам выпрямителя. [8]

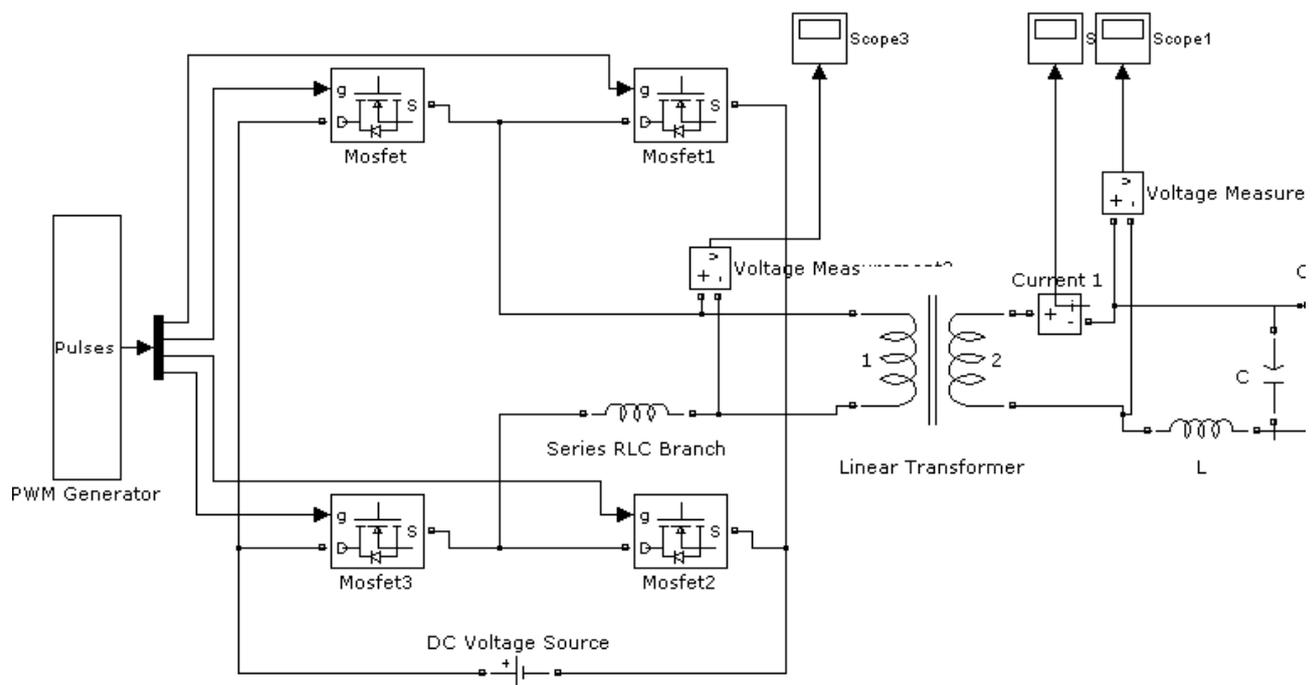


Рисунок 4 - Структурная схема частотного преобразователя

Продолжительность включения любой обмотки в границах этапа следования импульсов преобразуется согласно синусоидальному закону. Максимальная ширина импульсов поддерживается в половине полупериода, а к основанию и окончанию полупериода убавляется. Подобным способом, концепция управления СУИ гарантирует широтно-пульсирующую модуляцию (ШИМ) усилия, прикладываемого к обмоткам мотора. Отклонение и Колебание усилия формируются параметрами модулирующей синусоидальной функции. Подобным способом, в выходе преобразователя частоты создается неустойчивое напряжённость изменяемой частоты и амплитуды.

2 Расчет и выбор основных силовых элементов системы регулируемого электропривода

2.1 расчет инвертора

Максимальный ток через ключи инвертора:

$$I_{\text{сmax}} = \frac{P_{\text{H}} \cdot k_1 \cdot \sqrt{2} \cdot k_2}{\eta_{\text{дв}} \cos \phi \sqrt{3} U_{\text{л}}} = \frac{3 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,1}{0,87 \cdot 0,84 \cdot \sqrt{3} \cdot 220} = 21.346 \text{ A},$$

Где $k_1 = 1,2 - 1,5$ коэффициент допустимой кратковременной перегрузки по току, необходимый для обеспечения динамики ЭП,

$k_2 = 1,1 - 1,2$ коэффициент допустимой мгновенной пульсации тока,
 $U_{\pi} = 380\text{В}$ - линейное напряжение двигателя, В.

Выбираем MOSFET транзистор IRGP4062D с параметрами: $I_{\text{НОМ}} = 40\text{ А}$, $I_{\text{max}} = 47\text{ А}$, $U_{\text{max}} = 1200\text{ В}$. [5]

Потери в MOSFET в проводящем состоянии

$$P_{SS} = \frac{I_{c\text{max}}}{k_1} \cdot U_{ce(\text{sat})} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3 \cdot \pi} \cdot \cos \phi \right) = \frac{21,346}{1,2} \cdot 2,1 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{0,95}{3 \cdot \pi} \cdot 0,95 \right) = 7,834\text{ Вт}$$

Где $D = \frac{t_p}{T} \approx 0,95$ – максимальная скважность,

$U_{ce(\text{sat})} = 2,1 - 2,2\text{В}$ - прямое падение напряжения на MOSFET в насыщенном состоянии при I_{cp} и $T_j = 125^\circ\text{С}$

Потери в MOSFET при коммутации:

$$P_{SW} = \frac{1}{\pi \sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cp} \cdot U_{cc} \cdot f_{sw} (t_{c(\text{on})} + t_{c(\text{off})}) \cdot f_{sw}}{2} = \frac{1}{3,14 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{17,788 \cdot 513 \cdot (0,3 \cdot 10^{-6} + 0,6 \cdot 10^{-6}) \cdot 10^4}{2} = 9,247\text{ Вт}$$

$$I_{cp} = I_{c\text{max}} / k_1 = 21,346 / 1,2 = 17,788\text{ А}$$

$U_d = 1,57 \cdot U_{\pi}$, т.к. схема выпрямителя мостовая, $U_{cc} = U_d = 513\text{ В}$ – напряжение на коллекторе MOSFET. Время включения и выключения транзистора: $t_{c(\text{on})} = 0,3 \cdot 10^{-6}$, $t_{c(\text{off})} = 0,6 \cdot 10^{-6}$ – продолжительность переходных процессов по цепи коллектора MOSFET на открытие и закрытии транзистора соответственно, где $f_{sw} = 10\text{ кГц}$ – частота коммутаций ключей.

Суммарные потери в MOSFET: $P_Q = P_{SS} + P_{SW} = 7,834 + 9,247 = 17,081\text{ Вт}$.

Потери диода в проводящем состоянии:

$$P_{DS} = I_{cp} \cdot U_{ec} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3 \cdot \pi} \cdot \cos \phi \right) = 17,788 \cdot 1,4 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{0,95}{3 \cdot \pi} \cdot 0,84 \right) = 5,223\text{ Вт},$$

Где, $U_{ec} = 1,4\text{ В}$ – прямое падение напряжения на диоде в проводящем состоянии, $I_{cp} = I_{cp} = 17,788\text{ А}$.

Потери диода при восстановлении запирающих свойств:

$$P_{DR} = \frac{1}{8} \cdot (U_{cc} \cdot I_{cp} \cdot t_{rr} \cdot f_{sw}) = \frac{1}{8} \cdot (513 \cdot 17,788 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4) = 2,281\text{ Вт}$$

Где, $t_{tr} = 0,2 \cdot 10^{-6}$ с – продолжительность импульса обратного тока.

Суммарные потери диода:

$$P_D = P_{DR} + P_{DS} = 5,223 + 2,281 = 7,504 \text{ Вт.}$$

Результирующие потери в MOSFET с обратным диодом:

$$P_T = P_D + P_Q = 7,504 + 17,081 = 24,585 \text{ Вт.}$$

2.2 Расчет выпрямителя

$U_d = 1,57 \cdot U_{л}$ – среднее выпрямленное напряжение; $n = 6$ – кол-во пар MOSFET в инверторе.

Максимальное значение среднего выпрямленного тока:

$$I_{dm} = \frac{\cos \phi \cdot \sqrt{3} \cdot U_{л} \cdot \frac{I_{cmax}}{\sqrt{2}} + n \cdot P_T}{U_d} = \frac{0,84 \cdot \sqrt{3} \cdot 220 \cdot \frac{21,346}{\sqrt{2}} + 6 \cdot 24,585}{513} = 16,554 \text{ А}$$

Максимальный рабочий ток диода:

$$I_{vm} = k_{cc} \cdot I_{dm} = 1,045 \cdot 16,554 = 17,299 \text{ А,}$$

Где, $k_{cc} = 1,045$ для мостовой схемы.

Максимальное обратное напряжение диода:

$$U_{vm} = k_{з.н} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{л} \cdot k_c \cdot k_{с.н} + \Delta U_{II} = 1,2 \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot 1,1 \cdot 1,35 + 120 = 1078 \text{ В}$$

Где $k_c = 1,1$ – к-т допустимого повышения напряжения сети.

Диоды выбираются по постоянному рабочему току (не менее I_{vm}) и по классу напряжения (не менее $U_{vm} / 100$).

Выбираем диод 2Д2990В с параметрами $U_{обрмакс} = 200 \text{ В}$, $I_{пр} = 20 \text{ А}$.

Расчет потерь в выпрямителе для установившегося режима работы ЭП:

$$P_{DV} = m_v \cdot k_{cs} \cdot (U_j + R_{он} \cdot \frac{I_{dm}}{k_1}) \cdot \frac{I_{dm}}{k_1} = 6 \cdot 0,577 \cdot 1 \cdot \frac{16,554}{1,2} = 47,7 \text{ Вт}$$

$$k_{cs} = 0,577, m_v = 6, U_j + R_{он} \cdot \frac{I_{dm}}{k_1} \leq 1.$$

2.3 Расчет фильтра

Коэффициент пульсаций на входе фильтра:

$$q_{1\text{вх}} = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,057,$$

Где m – пульсность схемы (для мостовой схемы $m=3$)

Амплитуда тока в фазе двигателя: $I_{\text{см1}} = 1,41 \cdot I_{\text{двн}} = 16,078 \text{ А}$.

Емкость конденсатора, необходимая для протекания реактивного тока нагрузки инвертора:

$$C_{03} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_{\text{см1}} \cdot \sin^2\left(\frac{\varphi_1}{2} - \frac{\pi}{12}\right)}{2U_d \cdot f_{\text{sw}} \cdot q_{1\text{вх}}} = \frac{\sqrt{3} \cdot 16,078 \cdot \sin^2\left(\frac{0,574}{2} - \frac{\pi}{12}\right)}{2 \cdot 513 \cdot 10000 \cdot 0,057} = 3 \cdot 10^{-8} \text{ Ф},$$

Где φ_1 - угол сдвига между первой гармоникой фазного напряжения и фазного тока, $\varphi_1 = a \cos(\cos(\varphi)) = a \cos(\cos(0,84)) = 0,574$.

Амплитуда тока, протекающего через конденсаторы фильтра на частоте пульсаций выпрямленного тока (по первой гармонике):

$$I_{\text{с0м}} = q_{1\text{вх}} \cdot U_d \cdot 2\pi \cdot m \cdot f_{\text{sw}} \cdot C_{03} = 0,057 \cdot 513 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 10000 \cdot 3 \cdot 10^{-8} = 0,0008255 \text{ А}.$$

2. 4 Расчет трансформатора

В модели использован трансформатор типа ОСМ1-0,25, технические данные которого приведены в табл. 1.1.

Паспортные данные трансформатора ОСМ1-0,25

Тип трансформатора	S_H	$U_{\text{вн}}$	$U_{\text{нн}}$	$U_{\text{к}}$	$P_{\text{кз}}$	P_0	I_0
	кВА	В	В	%	Вт	Вт	%
ОСМ1-0,25	2500	110	220	3	62,5	19,5	12

Расчёт основных параметров модели трансформатора производится согласно указанным формулам. [9] Ниже произведен численный пример расчета параметров трансформатора согласно изложенной методике и его паспортных данных:

Номинальный ток первичной обмотки трансформатора:

$$I_{1H} = \frac{S_H}{U_{HH}} = \frac{2500}{220} = 11.364 \text{ A}$$

Коэффициент мощности без учета коэффициента искажения:

$$\cos \varphi_k = \frac{P_{K3}}{(U_k/100) \cdot U_{HH} \cdot I_{1H}} = \frac{62,5}{(3/100) \cdot 220 \cdot 11,364} = 0,833$$

где P_{K3} – потери короткого замыкания в трансформаторе, Вт; U_{K3} – напряжение короткого замыкания, %.

Активная мощность трансформатора:

$$P_H = S_H \cdot \cos \varphi_k = 2500 \cdot 0,833 = 2083,33 \text{ Вт}$$

Базовое сопротивление определяется по формуле:

$$R_0 = \frac{U_{HH}}{S_H} = \frac{220^2}{2500} = 23,232 \text{ Ом}$$

где U_{HH} – номинальное напряжение первичной обмотки трансформатора; P_H – активная мощность трансформатора

Полное сопротивление короткого замыкания, Ом:

$$Z_{K3} = \frac{U_{K3}}{I_{1H}} = \frac{(3/100) \cdot 220}{11.364} = 0.581 \text{ Ом}$$

Активное сопротивление короткого замыкания, Ом:

$$r_{K3} = Z_{K3} \cdot \cos \varphi_k = 0.581 \cdot 0.833 = 0.484 \text{ Ом}$$

Реактивное сопротивление короткого замыкания, Ом:

$$X_{K3} = Z_{K3} \cdot \sin \varphi_k = 0.581 \cdot 0.553 = 0.321 \text{ Ом}$$

Относительное сопротивление первичной и вторичной обмоток:

$$R_1 = R_2 = \frac{r_{K3}}{2 \cdot R_0} = \frac{0,484}{2 \cdot 23,232} = 0.01042 \text{ Ом}$$

Относительные индуктивности рассеяния обмоток трансформатора

$$L_1 = L_2 = \frac{x_{K3}}{2 \cdot R_0} = \frac{0,321}{2 \cdot 23,232} = 0.00691$$

Относительное сопротивление и индуктивность ветви намагничивания

$$R_m = L_m = \frac{S_n}{P_0} = \frac{2083.33}{19.5} = 106.668$$

3 Построение математической модели инвертора и снятие электромеханических переходных характеристик $\omega = f(t)$ $I = f(t)$ и $M = f(t)$ пуске, набросе и сбросе нагрузки при мгновенном изменении задания

Моделирование фазосдвигающего инвертора для асинхронного двигателя осуществим с помощью программы MATLAB Simulink.

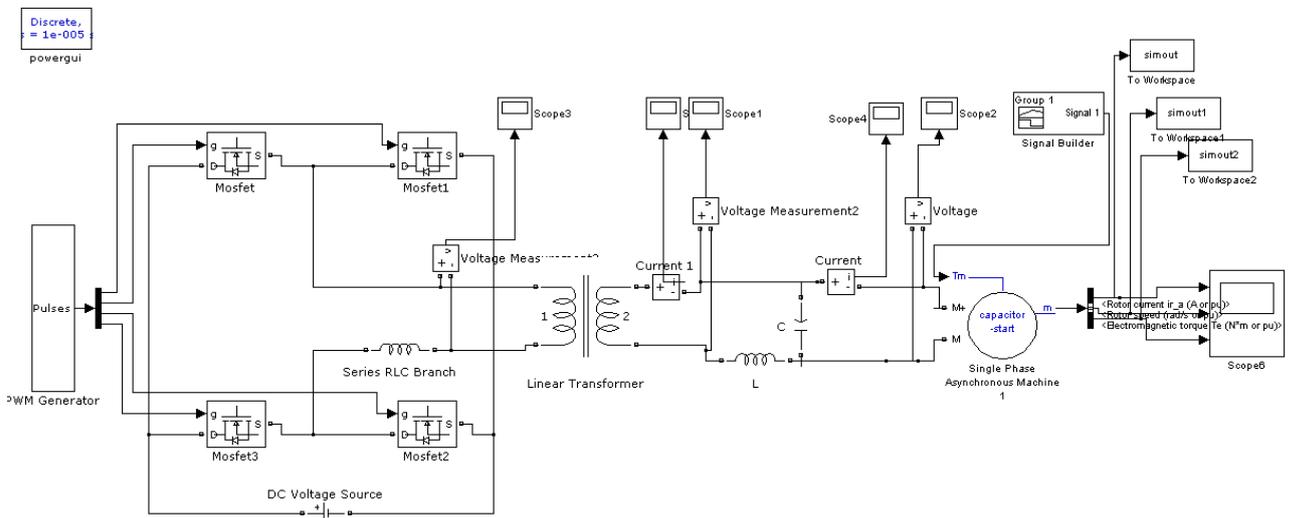


Рисунок 3- структурная схема исследуемой математической модели

Задаем время наброса нагрузки, $t=2$ с.

Ниже, на рисунке 4,5,6 представлены переходные характеристики скорости, тока и момента при прямом пуске АД при набросе и сбросе нагрузки.

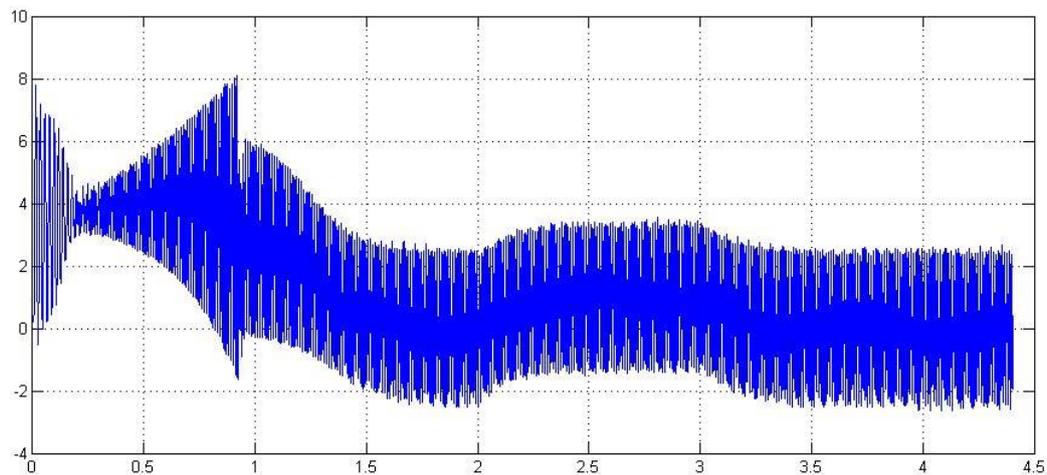


Рисунок 4 - Переходная характеристика момента двигателя при прямом пуске сбросе и набросе нагрузки

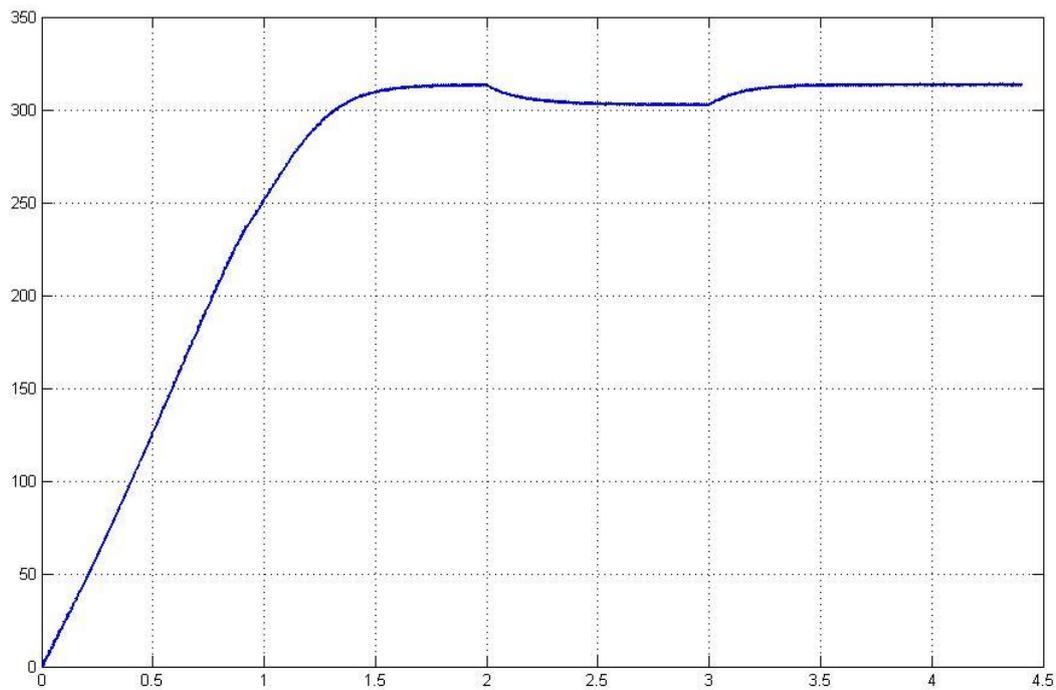


Рисунок 5- Переходная характеристика скорости двигателя при прямом пуске сбросе и набросе нагрузки

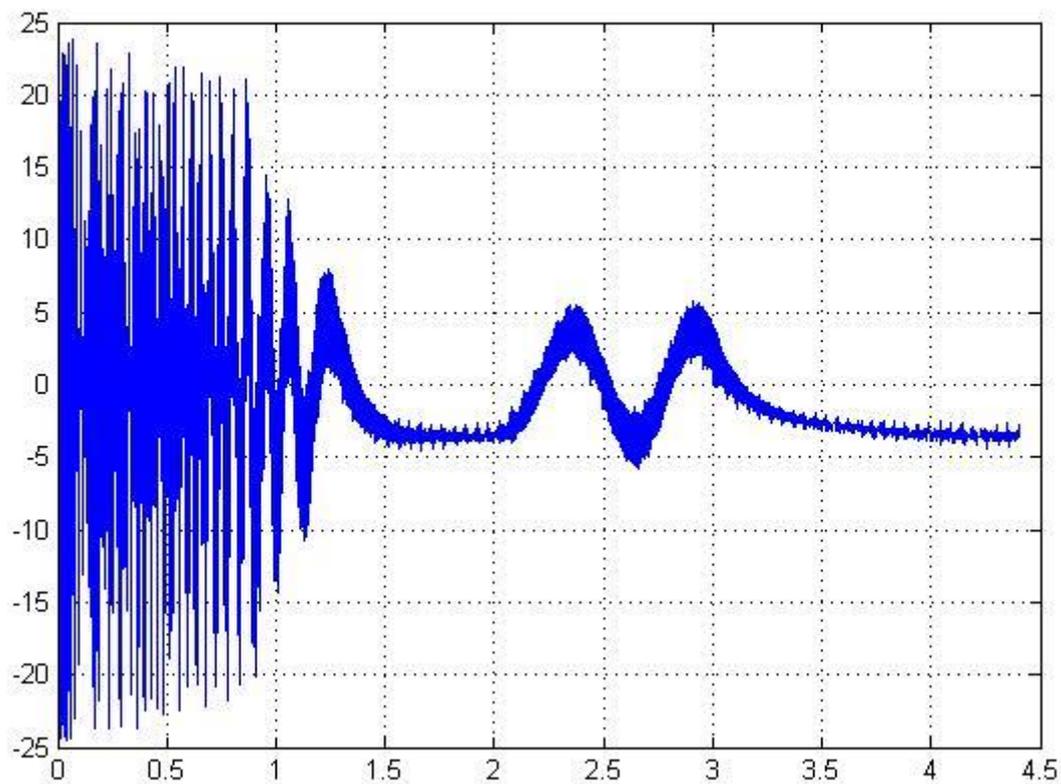


Рисунок 6 - Переходная характеристика тока двигателя при прямом пуске сбросе и набросе нагрузки

Как видно из графиков модель двигателя работает правильно, двигатель выходит на номинальную скорость при номинальной частоте питающей сети. Исходя из полученных переходных характеристик, можно сказать что исследуемый инвертор справляется с поставленной задачей и отвечает параметрам необходимым для нормального запуска и работы асинхронного двигателя от источника постоянного тока.