

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ И РАСЧЕТА ВРАЩАЮЩИХСЯ МНОГОФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ БЕСКОНТАКТНЫХ АСИНХРОНИЗИРОВАННЫХ МАШИН

Создание энергосберегающей технологии – важнейшая проблема современности. Одно из направлений в решении этой проблемы – разработка и широкое внедрение асинхронизированных машин [1, 9-12]. Они применяются как генераторы крупных и автономных электроэнергетических систем, регулируемый электропривод, компенсаторы реактивной мощности, устройства связи энергосистем и др. Важнейшим требованием, предъявляемым к электромашинно-вентильным преобразователям, является высокая надежность, ограничивающая или исключающая применение контактных – щеточных узлов. В связи с этим актуальнейшим вопросом современной электроэнергетики является создание бесконтактных асинхронизированных машин (БАСМ).

Исследования, проведенные НТУУ «КПИ» совместно с другими организациями, показали возможность создания вращающихся электромашинно-вентильных преобразователей частоты, которые проще и дешевле статических преобразователей [5, 6, 10-12, 14-18]. Это обуславливает возможность создания экономичных и надежных БАСМ.

К системам возбуждения БАСМ в целом предъявляют ряд требований: простота и малая стоимость; небольшие габариты и вес; надежность в работе и др. Особое требование предъявляется к качеству формы выходного напряжения вращающегося преобразователя. С целью улучшения массогабаритных показателей за счет уменьшения лобовых частей возбuditели выполняют при увеличенном числе полюсов. Число полюсов возбuditелей в 3...8 раз больше числа полюсов генератора. Качество выходного напряжения преобразователя существенно улучшается при применении многофазного возбuditеля [8, 15, 16].

Системы возбуждения БАСМ могут быть построены на базе одномашиных или каскадных возбuditелей. Высоким качеством формы выходного напряжения отличаются системы возбуждения с каскадным возбuditелем и вращающимся непосредственным преобразователем частоты с модулированным напряжением и естественной коммутацией (НПЧЕМ) при применении комбинированного соединения обмоток источника и комбинированного закона управления тиристорами [5, 6, 7, 10-12, 14, 15].

Наибольшее внимание исследователей уделено вращающимся трехфазно-трехфазным преобразователям [9, 10-12, 14]. Однако в этом случае три трехфазные якорные обмотки возбuditелей располагаются в одних и тех же пазах, что приводит к уменьшению коэффициента заполнения паза. В таких преобразователях не применимы мостовые схемы преобразования [11, 14]. Поэтому разработка и исследование вращающихся многофазных преобразователей частоты БАСМ является актуальным.

Отметим, что многофазные преобразователи в бесконтактных системах возбуждения крупных электрических машин проще и дешевле от трехфазных преобразователей. Число вентилей не возрастает (как считают некоторые исследователи). В бесконтактных системах возбуждения синхронных турбогенераторов [8] применяются несколько (до 10 и более) групп трехфазных

обмоток с преобразователями. Вентили в одной обмотке соединяются параллельно, что требует применения уравнивающих реакторов для равномерного распределения тока.

При исследовании электромашинно-вентильных систем (ЭМВС) применяются разные математические модели [3, 4, 12, 14-18]. Расчет ЭМВС численными методами с учетом всех параметров машины, вентилей, системы управления позволяет получить достоверную информацию, однако эти методы довольно трудоемки, их применение затруднено при комплексном исследовании автономных источников питания и энергосистем в целом. С другой стороны, некорректные допущения могут привести к неправильным выводам, неоправданным затратам на изготовление физических моделей и опытных образцов БАСМ.

В работах [4, 12, 14] тиристоры преобразователя представляются в виде RL – цепей, которые имеют малые величины в открытом состоянии и большие в закрытом состоянии. Отношение L/R в обоих состояниях принимают примерно в 10...50 раз больше ожидаемого шага интегрирования дифференциальных уравнений. Значения активных сопротивлений и индуктивности тиристора приближают тиристор к идеальному ключу. Закрывание тиристора наступает в момент перехода тока через нуль. Предполагается, что время восстановления запирающих свойств тиристора равно нулю. В моделях определяется момент перехода тока каждого тиристора через нуль. Для этого проводится дробление шага интегрирования в окрестности точки перехода тока через нуль и возвращение в эту точку. Это приводит к усложнению модели, затратам машинного времени.

В работе [12] для повышения устойчивости расчета ЭМВС предлагается применение "метода квазикомбинированных схем и узловых уточнений токов", который основан на моделировании разрыва вентильных веток и переопределения токов на каждом шаге интегрирования.

В работах [2, 15, 17, 18] исследования преобразователей проводятся с учетом времени запирающих свойств вентилей. В работах [17, 18] исследования моделей электромашинно-вентильных преобразователей (ЭМВП) проводятся в системе схемотехнического моделирования Micro Cap 6 (система MC) [13] с библиотекой компонентов. Система MC отличается высокой точностью расчета. Показано, что коммутационные перенапряжения на элементах преобразователя могут в десятки раз превышать напряжение холостого хода, что связано с повышенной индуктивностью обмоток якоря возбудителя, временем восстановления запирающих свойств вентилей, параметрами защитных цепей и с другими факторами. В работе [18] показано, что в ЭМВП с ограниченным числом полностью управляемых вентилей потери в защитных цепях неуправляемых вентилей могут составить более 20% от мощности нагрузки. Поэтому разработка и исследование новых ЭМВП без учета коммутационных перенапряжений и потерь в преобразователе крайне нежелательны. Особенно это относится к ЭМВП крупных высоковольтных БАСМ, экспериментальные исследования которых затруднены и являются дорогостоящими [8].

В работе [15] приводятся результаты исследований модели многофазно-трехфазного ЭМВП БАСМ в системе MC с учетом коммутационных перенапряжений. Целесообразным является:

- разработка специальной математической модели (СММ) многофазного преобразователя частоты БАСМ при неподвижном роторе (статического преобразователя);
- сопоставление результатов расчета статического преобразователя по СММ и в системе MC, корректировка параметров СММ;
- адаптация СММ в математическую модель электромеханической системы с БАСМ.

Цель настоящей работы: анализ основных принципов построения одномашиных и каскадных вращающихся многофазных электромашинно-вентильных преобразователей БАСМ, разработка математической модели многофазно-трехфазного преобразователя частоты с естественной коммутацией и модулированным напряжением, которая в дальнейшем может быть адаптирована в математическую модель БАСМ и энергосистемы в целом.

БАСМ представляет собой электромеханический комплекс, состоящий из собственно электрической машины (асинхронной машины), электромашинного возбудителя, вращающегося преобразователя частоты с непосредственной связью (НПЧ) и автоматического регулятора возбуждения. Различают одномашиные и каскадные возбудители. На рис. 1 показаны принципиальные схемы БАСМ с одномашинным синхронным (а) и асинхронным (б) возбудителями: 1 – асинхронная машина; 2 – возбудитель; 3 – управляющая машина; 4 – преобразователь; 5 – блок сигналов управления; 6 – автоматический регулятор возбуждения; 7 – вращающаяся часть; 8 – выключатель. На рисунке показаны направления вращения вала n , поля статора асинхронной машины p_1 , поля статора управляющей машины p_{U1} (рис. 1, а) и поля статора

асинхронного возбудителя n_{B1} (рис. 1,b).

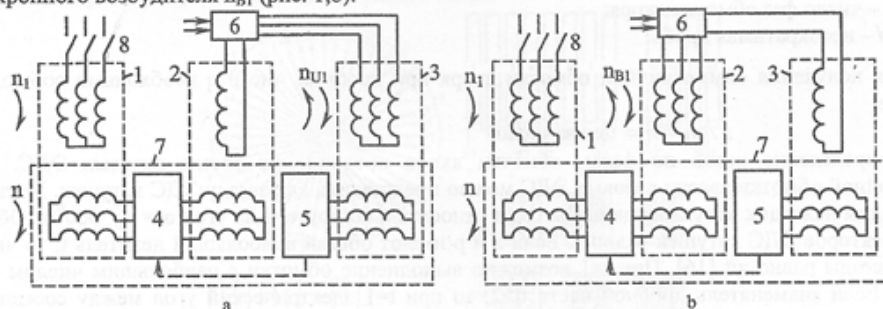


Рис. 1. Принципиальные схемы БАСМ с одномашинными возбудителями

Разработка систем возбуждения БАСМ во многом определяется возможностью построения простых и надежных систем управления вращающимся преобразователем. Управление вращающимися ключами целесообразно осуществлять по исходной переключательной функции частоты ЭДС якоря управляющей машины f_U . Известно [3], что в НПЧ с циклическим алгоритмом управления частота нагрузки определяется разностью между частотами источника и управления. Поэтому имеется возможность проектировать систему возбуждения БАСМ таким образом, чтобы напряжение нагрузки преобразователя (напряжение частоты скольжения f_S на обмотке ротора асинхронной машины) формировалось автоматически [9-11], выполняя условие:

$$|f_B - f_U| = f_S, \quad (1)$$

где f_B – частота ЭДС обмотки якоря возбудителя. Для этого необходимо согласовать числа пар полюсов асинхронной машины p , возбудителя p_B и управляющей машины p_U .

Покажем согласование чисел пар полюсов в БАСМ с синхронным возбудителем при подаче на обмотку возбуждения управляющей машины напряжения частоты сети f . Скорость вращения вала

$$n = n_1 \cdot (1 - s) = f \cdot (1 - s) / p, \quad (2)$$

где s – скольжение асинхронной машины. При этом:

$$\begin{aligned} f_B &= p_B \cdot n = p_B \cdot f(1-s)/p; \\ f_U &= p_U \cdot n \pm f = p_U \cdot f(1-s)/p \pm f. \end{aligned} \quad (3)$$

Учитывая (1), находим:

$$p_U = p_B \mp p. \quad (4)$$

Знак „-“ ставится при вращении поля статора управляющей машины против направления вращения вала, знак „+“ – при согласном направлении вращения.

Регулирование тока возбуждения асинхронной машины осуществляется изменением величин тока возбуждения синхронного возбудителя и фазы напряжения на обмотке статора управляющей машины.

В БАСМ с асинхронным возбудителем (рис. 1,b) при подаче на обмотку статора возбудителя напряжения с частотой сети:

$$\begin{aligned} f_B &= p_B \cdot n \pm f = p_B \cdot f(1-s)/p \pm f; \\ f_U &= p_U \cdot n = p_U \cdot f(1-s)/p; \\ p_U &= p_B \pm p. \end{aligned} \quad (5)$$

При определении p_U знак „+“ ставится при вращении поля статора возбудителя против направления вращения вала, знак „-“ – при согласном направлении вращения.

Регулирование тока возбуждения асинхронной машины осуществляется изменением амплитуды и фазы напряжения на обмотке статора асинхронного возбудителя.

Рассмотрим особенности построения многофазно-трехфазного НПЧ.

В работе [16] рассмотрены основные принципы построения многофазных якорных обмоток возбудителей бесконтактных синхронных машин с дробным числом q . Эти принципы с дополнениями применимы при построении многофазных якорных обмоток возбудителей БАСМ.

Дробное число

$$q = z / 2p_B \cdot m = n / (2p) = N / d, \quad (6)$$

где z – число пазов якоря возбuditеля;

m_B – число фаз обмотки якоря;

N/d – несократимая дробь.

Для получения симметричной обмотки якоря при дробном числе q необходимо соблюдать условие:

$$z/m = n = \text{целое число.} \quad (7)$$

Распределение пазов по фазам обмотки якоря проводят по звезде пазовых ЭДС. Для двухслойной обмотки звезду пазовых ЭДС можно представить как звезду ЭДС катушек. Векторы ЭДС рядом лежащих катушек сдвинуты один относительно другого на угол $\alpha = p_B \cdot 360^\circ/z$. Общее число векторов ЭДС катушек равно z . Если z и p имеют общий наибольший делитель t , то число лучей звезды равно z/t [16]. При $t=1$ возможно выполнение обмотки с наибольшим числом фаз: $m_{Bm}=z$. Если знаменатель дробной части $d>2$, то при $t=1$ электрический угол между соседними векторами по диаграмме ЭДС катушек $\alpha'=2\pi/z < \alpha$.

Остановимся на дополнительных принципах построения обмотки якоря возбuditеля БАСМ.

В многофазно-трехфазном возбuditеле обмотка якоря должна равномерно располагаться по окружности якоря. При этом в одном пазу должны лежать две (для двухслойной обмотки) или одна (для однослойной обмотки) стороны катушек. Из этих условий сформированы требования:

- число фаз источника питания на одну фазу нагрузки

$$m_i = m_B / m_n = \text{целое число;} \quad (8)$$

- число m_n не должно быть кратным величине m_i .

В случае применения мостовых схем преобразования [14] необходимо выполнение условия:

$$m_i - \text{четное число.} \quad (9)$$

Число сигналов управления тиристорами (su) тиристорного преобразователя одной фазы нагрузки на периоде частоты управления $m_{su} = m_i$. Угол сдвига между началами следующих друг за другом сигналов управления $\alpha_{su}=2\pi/m_i$.

Желательно, чтобы сигналы управления были одинаковы для тиристорных преобразователей всех фаз нагрузки. Для этого необходимо, чтобы фазы обмотки якоря (источника питания), подключенные последовательно к одноименным по фазе управления тиристорам всех фазных тиристорных преобразователей, были сдвинуты по окружности якоря на угол $2\pi/m_i=2\pi/3$. При применении комбинированного соединения обмотки якоря [5] в m_i нулевых точках собираются фазы обмотки с одноименными по фазе управления тиристорами.

В качестве примера рассмотрим построение многофазной якорной обмотки возбuditеля БАСМ.

Исходные данные: число пар полюсов асинхронной машины $p=4$; число пар полюсов возбuditеля $p_B \approx 6p=23$ (простое число); число зубцов якоря $z=48$; число фаз якорной обмотки $m_B=12$.

Вначале рассмотрим обмотку с максимальным числом фаз: $m_{Bm}=z=48$.

Число пазов на полюс и фазу $q=z/(2p \cdot m_{Bm})=48/(2 \cdot 23 \cdot 48)=1/46$.

Полюсное деление и диаметральный шаг обмотки $\tau=y_1=Z/(2 p_B)=48/(2 \cdot 23)=24/23$.

Укороченный шаг обмотки $y=1$.

Угол в электрических градусах, приходящийся на один паз, $\alpha = p_B \cdot 360/z = 23 \cdot 360/48=172,5^\circ$.

Число векторов пазовых ЭДС наибольшее и равно числу зубцов $z = 48$.

Угол между соседними на диаграмме векторами пазовых ЭДС (фазных ЭДС для двухслойной обмотки): $\alpha'=360/z=360/48=7,5^\circ$ или $\alpha'=a/p_B=172,5^\circ/23=7,5^\circ$.

На рис. 2,а показана диаграмма пазовых ЭДС (ЭДС катушек) якорной обмотки возбuditеля – диаграмма фазных ЭДС m_{Bm} -фазной обмотки. При $m_B=12$ в одной фазе последовательно соединены $W_K=z/m_B=48/12=4$ катушки. На рис. 2,а объединены вектора катушек, принадлежащих двенадцати фазам обмотки. Катушки одной фазы группами по две катушки расположены на противоположных частях якоря.

На рис. 2,б показана развернутая схема обмотки, на которой в одной фазе последовательно соединено W_K рядом лежащих катушек. Две стороны каждой катушки лежат в соседних пазах. Сторона катушки расположена по всей высоте паза (рис. 2,с). Обмотка имеет наименьший вылет лобовой части, равный половине ширины паза. Катушки можно расположить по ширине паза. При этом сторона катушки занимает половину высоты паза (рис. 2,д). В этом случае вылет лобовой части равен ширине паза. На рис. 2,е показана развернутая схема соединения однослойной

обмотки, на рис. 2, f – расположение катушек в пазах.

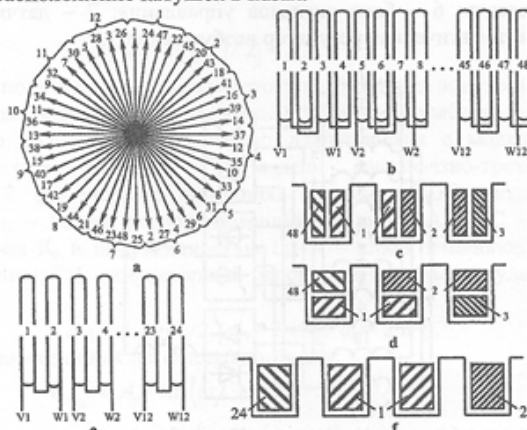


Рис. 2. Диаграмма пазовых ЭДС (а), схемы обмоток (б, е) и размещение катушек якорных обмоток возбудителя в пазах (с, д, ф) при числе зубцов $z = 48$ и числе пар полюсов $p_p = 23$

Обмоточный коэффициент двухслойной обмотки $K_W = k_y \cdot k_p = 0,9872$, где коэффициенты укорочения и распределения:

$$k_y = \sin\left(\frac{y}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{1}{24/23} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0,9978;$$

$$k_p = \frac{\sin \frac{\alpha' \cdot W_K}{2}}{W_K \cdot \sin \frac{\alpha'}{2}} = \frac{\sin 7,5 \cdot 4}{4 \cdot \sin \frac{7,5}{2}} = 0,9893.$$

На рис. 3 показана электрическая схема одномашиного двенадцатифазно-трехфазного преобразователя частоты с комбинированным потенциальным соединением обмоток источника. На рис. 1...12 – фазы источника; А, В, С – фазы нагрузки.

Наилучшее качество формы кривых напряжений на обмотках возбуждения асинхронной машины может быть получено при применении каскадного возбудителя с модулированным напряжением на входе преобразователя.

Сопоставим кривые выходного напряжения идеальных НПЧ с искусственной коммутацией (НПЧИ) и НПЧЕМ.

Исходные данные для расчета НПЧИ.

Частоты ЭДС источников питания: $F_{11} = 80$ Гц; $F_{12} = 40$ Гц.

Амплитуды ЭДС источников питания $A_{11} = A_{12} = A_1 = 84$ В.

Частоты управления ключами $F_{U1} = F_{U2} = F_U = 60$ Гц.

Длительность сигналов управления 60° . Расчет проводится в системе МС.

На рис. 4 показаны диаграммы напряжений НПЧИ:

а – сигналы управления (su);

б – диаграммы ЭДС источника и выходного напряжения (жирная линия) первого НПЧИ;

с – диаграмма второго НПЧИ.

Как видно из диаграмм [3]:

- при $f_B > f_U$ восходящая часть кривой выходного напряжения является кривой отрицательного типа, а нисходящая часть кривой – кривая положительного типа;
- при $f_B < f_U$ восходящая часть кривой выходного напряжения является кривой положительного типа, а нисходящая часть кривой – кривая отрицательного типа.

В НПЧЕМ фазы двух источников питания соединены последовательно, на нагрузке преобразователя получаем суммарное напряжение нагрузок двух НПЧИ.

Кривая суммарного напряжения нагрузки преобразователей показана на рис. 4, d. В этой кривой отсутствуют скачкообразные изменения напряжений.

На рис. 5 приведена принципиальная электрическая схема БАСМ с многофазно-трехфазным каскадным возбудителем: 1 и 2 – возбудители; 1-1...1-12 и 2-1...2-12 – якорные обмотки

возбудителей; 3 – асинхронная машина (генератор или двигатель); 4 – управляющая машина; 5 – тиристорный преобразователь; 6 – блок сигналов управления; 7 – датчики тока ротора; 8 – вращающаяся часть; 9 – автоматический регулятор возбуждения.

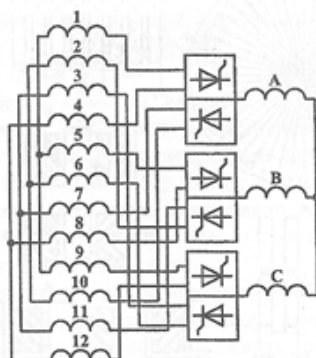


Рис. 3. Электрическая схема преобразователя частоты: $m_B = 12$; $m_n = 3$

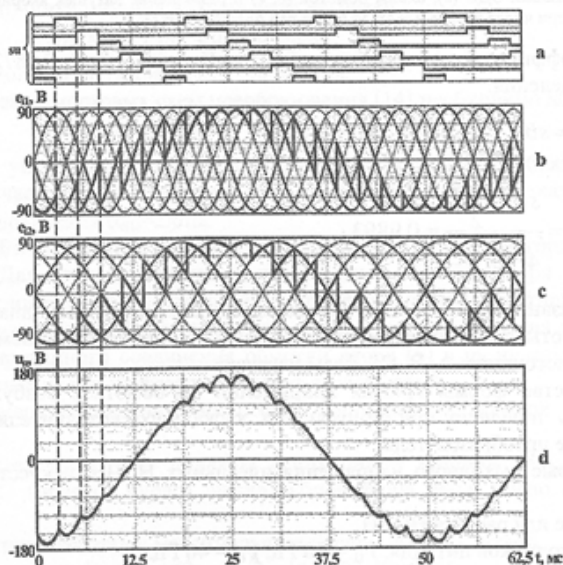


Рис. 4. Диаграммы напряжений моделей НПЧИ

Число пар полюсов возбудителей и управляющей машины: $p_{B1} = p_{B2} = p_U = (3 \dots 8) \cdot p$.

На статорные обмотки возбудителей подается напряжение частоты скольжения f_s . Направления вращений полей статоров – противоположные. Скорость вращения вала асинхронной машины определяется по (2).

Частоты ЭДС, наводимых в якорных обмотках двух возбудителей и управляющей машины, определяются по (5) с учетом подачи на обмотки статоров возбудителей напряжения частоты f_s .

$$\begin{aligned} f_{B12} &= p_B \cdot f(1-s)/p + f_s; \\ f_{B22} &= p_B \cdot f(1-s)/p - f_s; \\ f_U &= p_U \cdot f(1-s)/p. \end{aligned} \quad (10)$$

Напряжение якорной обмотки первого возбудителя больше частоты управления на частоту f_s , а напряжение якорной обмотки второго возбудителя меньше частоты управления на частоту f_s , $f_U - f_B = \pm f_s$. На вход трех фазных тиристорных преобразователей подаются биения напряжений. Частота заполнения

$$f_s = (f_{B12} + f_{B22})/2 = p_B \cdot f \cdot (1-s)/p. \quad (11)$$

Как видно из (10) и (11), частота управления равна частоте заполнения. Частота биений напряжений

$$f_b = |(f_{B12} - f_{B22}) / 2| = f_s. \quad (12)$$

На выходе НПЧЕМ получаем требуемую частоту возбуждения асинхронной машины.

Как указывалось выше, одна из задач настоящей работы – разработка математической модели многофазно-трехфазного НПЧЕМ, которая будет адаптирована в модель БАСМ. На рис. 6 показана электрическая схема силовой части модели многофазно-трехфазного НПЧЕМ. На рисунке: $E_{1,1}-E_{1,12}$ – 12 фаз первого источника питания (ЭДС, активные сопротивления, индуктивности); $E_{2,1}-E_{2,12}$ – 12 фаз второго источника питания; А, В, С – три фазы нагрузки с активным сопротивлением R_n и индуктивностью L_n ; К – ключ, изменяющий схему соединения обмоток источника питания; ТП – тиристорный переключатель. Амплитуды и частоты ЭДС двух источников:

$$A_{11} = A_{12} = A_s / 2; \quad \omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1; \quad \omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_2.$$

Фазные ЭДС двух многофазных источников питания:

$$\begin{aligned} e_{1m_s} &= A_{11} \cdot \sin(\omega_1 t + (m_s - 1) \cdot \lambda_B), \\ e_{2m_s} &= A_{12} \cdot \sin(\omega_2 t + (m_s - 1) \cdot \lambda_B), \end{aligned} \quad (13)$$

где вторым нижним индексом $m_j = (1 \dots m_B)$ обозначены порядковые номера фаз многофазных источников;

$\lambda_B = 2\pi / m_B$ – угол сдвига между смежными фазами источника.

Фазы двух источников питания соединены последовательно и подключены к трем фазным тиристорным преобразователям (ТП).

На вход тиристорного переключателя фазы А (ТП_А) подаются m_i биений напряжений, полученные при последовательном соединении одноименных m_i фаз двух источников. При этом группа фазы каждого источника образует m_i -фазную систему со сдвигом фаз на угол $\lambda_i = 2\pi / m_i$:

$$\begin{aligned} e_{1A} &= e_{1,1} + e_{2,1} = A_i \cdot \sin(\omega_s t) \cdot \cos(\omega_6 t), \\ e_{2A} &= e_{1,(1+3)} + e_{2,(1+3)} = \\ &= A_i \cdot \sin(\omega_s t + \lambda_s) \cdot \cos(\omega_6 t), \\ &\dots\dots\dots \\ e_{m_i A} &= e_{1,(1+3(m_i-1))} + e_{2,(1+3(m_i-1))} = \\ &= A_i \cdot \sin(\omega_s t + (m_i - 1) \cdot \lambda_s) \cdot \cos(\omega_6 t), \end{aligned} \quad (14)$$

где частота заполнения $\omega_s = (\omega_1 + \omega_2) / 2$, частота биений $\omega_6 = (\omega_1 - \omega_2) / 2$, $\lambda_s = 2\pi / m_s$ – угол сдвига по частоте заполнения, причем $m_s = m_i$. На вход ТП_А подается система m_i -фазного напряжения, промодулированная по частоте ω_6 .

Для применения комбинированного соединения обмоток источника и уменьшения числа сигналов управления необходимо выполнять следующее условие. При формировании напряжений биений на входе тиристорного переключателя ТП_В (ТП_С) номера фаз первого источника увеличены (уменьшены) на величину $m_s = m_i$, а номера фаз второго источника уменьшены (увеличены) на эту же величину по сравнению с номерами фаз источников при формировании входного напряжения ТП_А (14). При этом на входы ТП трех фаз подаются три системы m_i -фазной частоты заполнения с одинаковыми сдвигами фаз, промодулированные трехфазной системой по частоте биений ($\lambda_6 = 120^\circ$). В m_i нулевые точки собираются группы обмоток с одинаковыми фазами частоты заполнения. Сигналы управления формируются из m_i -фазной системы ЭДС частоты управления $m_U = m_s = m_i$. В двенадцатиоднофазно-трехфазном НПЧЕМ (рис. 6) ЭДС двух источников питания:

$$\begin{aligned} e_{1,1} &= A_{11} \cdot \sin(\omega_1 t); & e_{2,1} &= A_{12} \cdot \sin(\omega_2 t); \\ e_{1,2} &= A_{11} \cdot \sin(\omega_1 t + 30^\circ); & e_{2,2} &= A_{12} \cdot \sin(\omega_2 t + 30^\circ); \\ &\dots\dots\dots & & \\ e_{1,12} &= A_{11} \cdot \sin(\omega_1 t + 330^\circ); & e_{2,12} &= A_{12} \cdot \sin(\omega_2 t + 330^\circ). \end{aligned}$$

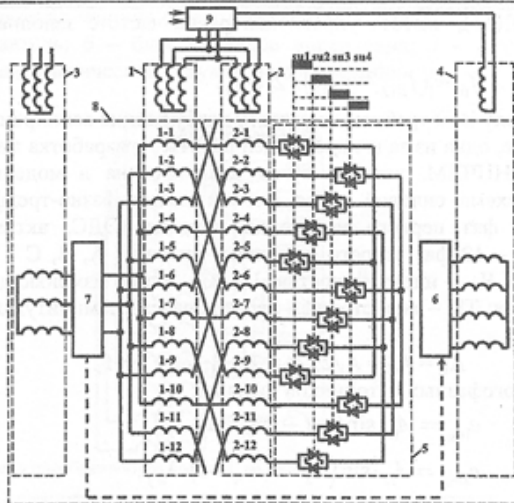


Рис. 5. Принципиальная схема БАСМ с многофазно-трехфазным каскадным возбудителем

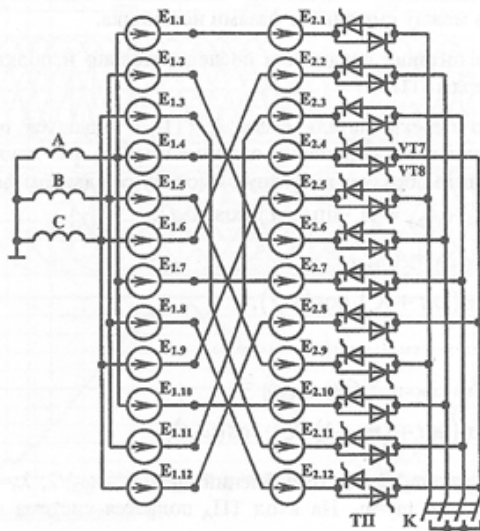


Рис. 6. Электрическая схема силовой части модели НИЧЕМ

На вход трех фазных тиристорных преобразователей подаются три системы биений напряжений:

$$\begin{aligned}
 e_{1A} &= e_{1,1} + e_{2,1} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t) \cdot \cos(\omega_B t); \\
 e_{2A} &= e_{1,4} + e_{2,4} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t + 90) \cdot \cos(\omega_B t); \\
 e_{3A} &= e_{1,7} + e_{2,7} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t + 180) \cdot \cos(\omega_B t); \\
 e_{4A} &= e_{1,10} + e_{2,10} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t + 270) \cdot \cos(\omega_B t); \\
 e_{1B} &= e_{1,5} + e_{2,9} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t) \cdot \cos(\omega_B t - 120); \\
 e_{2B} &= e_{1,8} + e_{2,12} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t + 90) \cdot \cos(\omega_B t - 120); \\
 e_{3B} &= e_{1,11} + e_{2,3} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t + 180) \cdot \cos(\omega_B t - 120); \\
 e_{4B} &= e_{1,2} + e_{2,6} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t + 270) \cdot \cos(\omega_B t - 120); \\
 e_{1C} &= e_{1,9} + e_{2,5} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t) \cdot \cos(\omega_B t + 120); \\
 e_{2C} &= e_{1,12} + e_{2,8} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t + 90) \cdot \cos(\omega_B t + 120); \\
 e_{3C} &= e_{1,3} + e_{2,11} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t + 180) \cdot \cos(\omega_B t + 120); \\
 e_{4C} &= e_{1,6} + e_{2,2} = A_1 \cdot \sin(\omega_3 t + 270) \cdot \cos(\omega_B t + 120).
 \end{aligned}$$

Покажем особенности составления математической модели многофазного преобразователя.

Составим систему дифференциальных уравнений СММ.

Ветвь схемы, содержащая фазный источник ЭДС, описывается дифференциальным уравнением:

$$R_i \cdot i + L_i \cdot pi + e_i = \varphi_m - \varphi_{ik}, \quad (15)$$

где $p = d/dt$ – оператор дифференцирования по времени t ;

i – ток ветви, фазная ЭДС источника $e_i = A_i \cos(2\pi f_i t - \alpha_i)$, $\alpha_i = (m-1) \cdot \pi/6$ – начальная фаза ЭДС;

m – номер фазы ЭДС;

φ_m, φ_{ik} – потенциалы начала и конца ветви соответственно.

Дифференциальное уравнение ветви фазы нагрузки:

$$R_n \cdot i + L_n \cdot pi = \varphi_{m1} - \varphi_{nk}, \quad (16)$$

где R_n, L_n – активное сопротивление и индуктивность нагрузки, $\varphi_{m1}, \varphi_{nk}$ – потенциалы начала и конца ветви.

Модель тиристора представлена в виде RL-цепи с переменными активным сопротивлением и индуктивностью. Дифференциальное уравнение тиристора:

$$R_t \cdot i + L_t \cdot pi = \varphi_{m1} - \varphi_{tk}, \quad (17)$$

где R_t, L_t – активное сопротивление и индуктивность тиристора, $\varphi_{m1}, \varphi_{tk}$ – потенциалы начала и конца ветви с тиристором.

Уравнения (15) – (17) преобразовываются в систему уравнений в матричном виде:

$$R' \cdot I + L' \cdot pI + pL' \cdot I + K'_E \cdot E = K'_\varphi \cdot \varphi, \quad (18)$$

где K'_E – матрица коэффициентов ЭДС размера $n \times k$ (n – количество ветвей схемы, k – количество ЭДС в схеме), K'_φ – матрица коэффициентов потенциалов.

Ветви схемы связаны узлами, для каждого из которых составлены уравнения по I-му закону Кирхгофа:

$$\sum_1^n i_n = 0. \quad (19)$$

Для всей схемы составлена система уравнений в матричном виде:

$$K'_I \cdot I = 0, \quad (20)$$

где K'_I – матрица коэффициентов тока, I – матрица токов.

Так как количество уравнений, входящих в системы (18) и (20), меньше чем количество неизвестных (φ, I, pI), дополнительно составлены n уравнений связи токов и их производных. Согласно методу численного интегрирования Эйлера составлены уравнения вида:

$$i_v + h \cdot pi_v = i_{v+1}. \quad (21)$$

Для всех токов и их производных составлена система матричных уравнений:

$$K'_{i0} \cdot I_0 + h \cdot K'_{pi} \cdot pI = K_{ii} \cdot I, \quad (22)$$

где h – шаг интегрирования;

v – номер шага интегрирования;

K'_{i0}, K'_{pi}, K_{ii} – единичные диагональные матрицы.

Уравнения (18), (20) и (22) полностью описывают математическую модель схемы преобразователя (рис. 6). Перенеся известные величины в левую часть, а неизвестные величины в правую часть системы уравнений, получим систему вида:

$$\begin{cases} R' \cdot I_0 + pL' \cdot I_0 + K'_E \cdot E = K'_\varphi \cdot \varphi - L' \cdot pI \\ 0 = K'_I \cdot I \\ K'_{i0} \cdot I_0 = K_{ii} \cdot I - h \cdot K'_{pi} \cdot pI \end{cases}, \quad (23)$$

где I_0 – матрица токов предыдущего шага интегрирования.

Объединим систему матричных уравнений (23) в одно матричное уравнение, представив матрицы неизвестных φ, I, pI , как одну матрицу неизвестных N :

$$N = \begin{bmatrix} \varphi \\ I \\ pI \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Преобразуем остальные матрицы таким образом, чтобы матричное уравнение (25) соответствовало системе уравнений (23).

$$R \times I_0 + pL \times I_0 + K_{i_0} \times I_0 + K_E \times E = (K_\varphi + K_i - h \cdot K_{pi} - L) \times N. \quad (25)$$

Решение матричного уравнения (25) имеет вид:

$$N = (K_\varphi + K_i - h \cdot K_{pi} - L)^{-1} \cdot (R \times I_0 + pL \times I_0 + K_{i_0} \times I_0 + K_E \times E). \quad (26)$$

Исследуем работу модели НПЧЕМ при разных схемах соединения обмоток источника питания и следующих параметрах схемы.

Источник питания: $A_{11}=A_{12}=155,6$ В; $F_{11}=52$ Гц; $F_{12}=48$ Гц; $F_0=50$ Гц; активное сопротивление $R_i=0,2$ Ом; индуктивность $L_i=3$ мГн.

Тиристоры. Активное сопротивление и индуктивность тиристоры: в открытом состоянии $R_{vto}=0,1$ МОм, $L_{vto}=25$ нГн; в закрытом состоянии $R_{vtz}=1$ МОм, $L_{vtz}=25$ Гн. Длительность сигналов управления 90° .

Нагрузка: $R_n=10,08$ Ом; $L_n=0,6$ Гн.

Диаграммы напряжений и токов преобразователя, рассчитанных по СММ, приведены на рис.7:

а – модулированные ЭДС обмоток источника питания, подключенных через тиристорный преобразователь к нагрузке фазы А;

б, с, d – диаграммы напряжений (u_A, u_B, u_C), токов (i_A, i_B, i_C) нагрузки, сигналов управления тиристорами прямого (su_{AP}) и обратного (su_{AO}) тиристорных блоков нагрузки фазы А для схемы с общей нулевой точкой обмоток источника питания;

е-h – диаграммы напряжений (е) и токов (f) нагрузки, токов источника питания (g) нагрузки фазы А, сигналов управления тиристорами (h) тиристорных блоков нагрузки фазы А для схемы с комбинированным потенциальным соединением обмоток источника питания.

Как видно из диаграмм, при комбинированном потенциальном соединении обмоток источника питания совместно с комбинированным способом управления тиристорами [6] обеспечивается высокое качество напряжений и токов нагрузки преобразователя. Схема соединения обмоток источника питания с общей нулевой точкой – неприемлема.

При расчете преобразователя шаг интегрирования должен быть меньше величины времени восстановления запирающих свойств вентиля. В этом случае можно учитывать переменные параметры вентиля (активное сопротивление и индуктивность), близкие к реальным. При этом возможен расчет перенапряжений на элементах системы с учетом параметров защитных цепей и др. Величина шага интегрирования в разработанной модели во многом определяет величину обратного тока вентиля, а следовательно, – величину перенапряжений. Для иллюстрации сказанного на рис. 8 показаны фрагменты диаграмм напряжений на нагрузке (а, б) и тока тиристора VT7 (с, d) при шаге интегрирования h : а, с – $5 \cdot 10^{-6}$ с; б, d – $1 \cdot 10^{-6}$ с.

Высокая точность результатов расчетов подтверждается при сопоставлении диаграммы напряжений и токов, полученных по результатам расчета преобразователя частоты разными программами: СММ и полумоделю МС. Расчет проведен при следующих параметрах схемы.

Источник питания: $A_{11}=A_{12}=59$ В; $F_{11}=134$ Гц; $F_{12}=142$ Гц; $F_0=138$ Гц; активное сопротивление $R_i=1$ Ом; индуктивность $L_i=3$ мГн.

Нагрузка: $R_n=10$ Ом; $L_n=0,3$ Гн.

В системе МС применены тиристоры В25RIA120. Время восстановления запирающих свойств тиристоры $\tau=3,2 \times 10^{-6}$ с.

Тиристоры шунтированы защитной цепочкой: $C_f=50$ нФ; $R_f=20$ Ом.

Диаграммы напряжений и токов преобразователя приведены на рис. 9:

а, б, с – диаграммы токов (i_A, i_B, i_C), напряжений (u_A, u_B, u_C) нагрузки, обратного напряжения на тиристоре (u_T) в СММ;

д, е, f – диаграммы токов (i_A, i_B, i_C), напряжений (u_A, u_B, u_C) нагрузки, сигналов управления тиристорами (su), обратного напряжения на тиристоре (u_T) в системе МС.

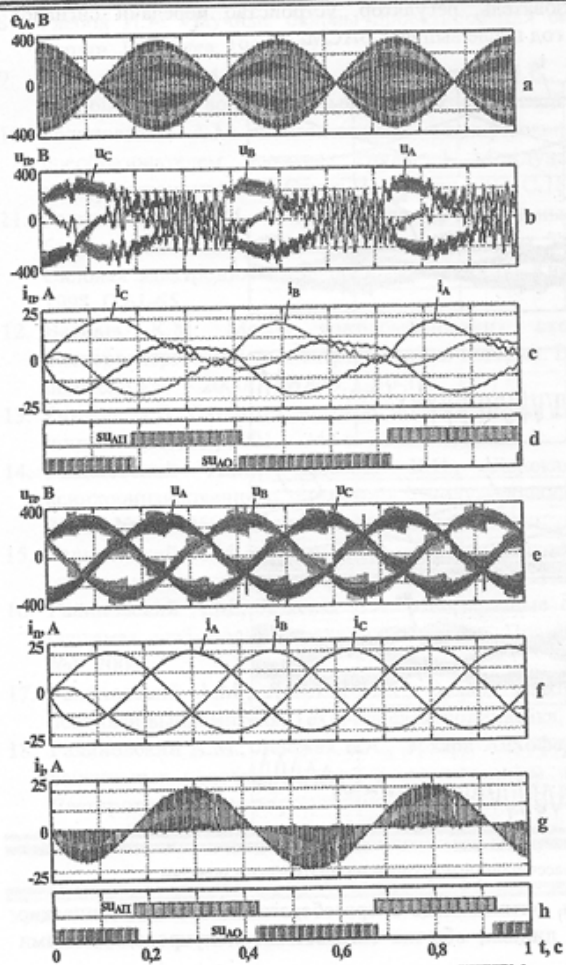


Рис.7. Диаграммы напряжений и токов ИГТЧЕМ при комбинированном законе управления и разных схемах соединения обмоток источника

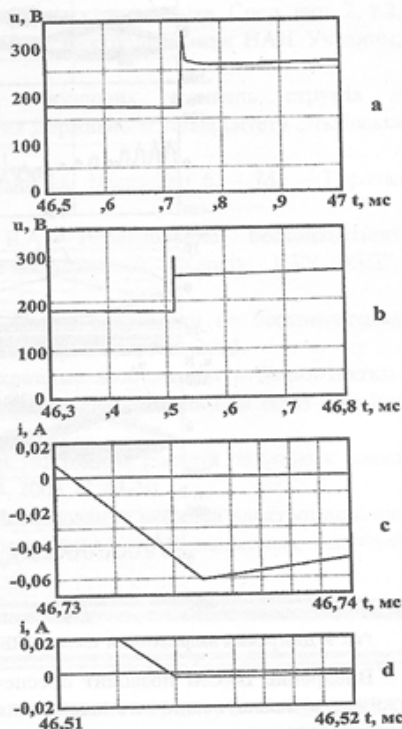


Рис.8. Диаграммы напряжений нагрузки (а, б) и токов тиристора VT7 (с, d) при разных шагах интегрирования

Программа СММ работает устойчиво, без накопления ошибок и сбоев. СММ многофазного преобразователя частоты адаптируется в математическую модель электромеханической системы с БАСМ.

Целесообразно дальнейшее совершенствование модели тиристора с учетом времени восстановления запирающих свойств, сопоставление результатов исследований математической и физических моделей.

В настоящее время разработаны простые устройства пуска, расположенные на вращающейся части бесконтактных асинхронизированных двигателей (БАСД). Они позволяют осуществить прямой пуск двигателя с вентиляторной характеристикой при пусковом токе на уровне номинального. Их стоимость примерно в десять раз меньше стоимости других устройств пуска.

При замене высоковольтных синхронных двигателей на БАСД достигается экономический эффект за счет уменьшения расхода электроэнергии, улучшения технологических режимов, увеличения срока службы агрегатов (уменьшение пусковых токов). При серийном производстве стоимость нового высоковольтного БАСД меньше стоимости высоковольтного электропривода со статическим преобразователем частоты примерно в два раза.

БАСМ с вращающимся преобразователем частоты могут быть разработаны и изготовлены в сжатые сроки на предприятиях Украины. Первоначальные затраты на конструкторскую доработку

отдельных узлов (вращающийся преобразователь, регулятор, устройство передачи сигналов управления) окупаются не позже, чем через год после выпуска БАСМ.

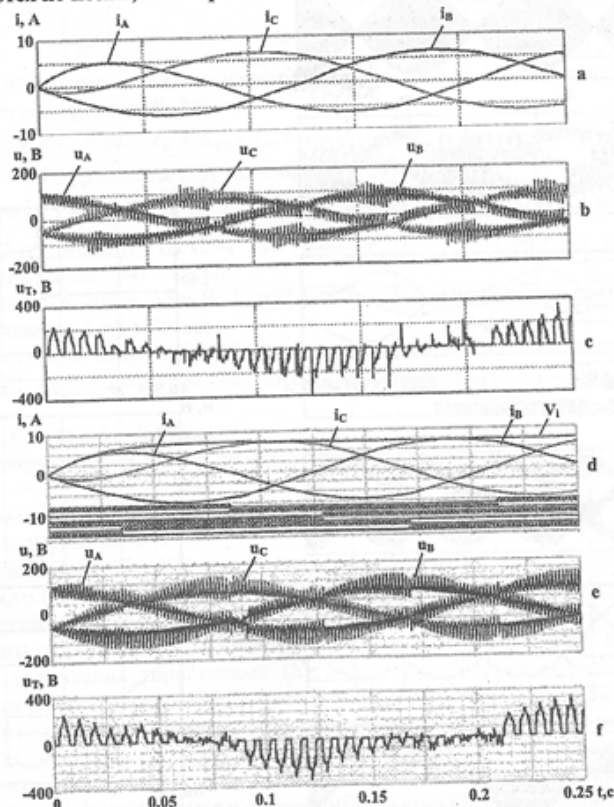


Рис. 9. Диаграммы напряжений и токов ИПЧЕМ, рассчитанные по разным математическим моделям

Внедрение БАСМ позволит обеспечить оптимальные энергосберегающие технологические режимы, а также исключить искажения в линиях, обычно вызываемые полупроводниковыми преобразователями.

Целесообразно ускоренное внедрение энергосберегающих БАСМ с привлечением капиталовложений инвесторов.

Литература

1. Бертинов А. И., Мизюрин С. Р., Бочаров В. В., Резников С. Б., Смирнов С. В., Кондаков Л.И., Токарь И.И. Перспективы развития автономных систем генерирования переменного тока стабильной частоты. «Электричество», 1988, №10.
2. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: – Энергия, 1977. – 280 с.
3. Джюджи Л., Пелли Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
4. Плахтына Е.Г. Математическое моделирование электромашино-вентильных систем. – Львов: Вища шк., 1986. – 164 с.
5. Галиновский А.М., Дубчак Е.М. Преобразователь частоты. А.с. СССР №1206922. Бюл. №3, 1986.
6. Галиновский А.М., Дубчак Е.М. Способ комбинированного управления тиристорным преобразователем частоты. А.с. СССР №1339821. Бюл. №35, 1987.
7. Брускин Д.Э. Генераторы, возбуждаемые переменным током. М., «Высшая школа», 1974, 128 с.

8. Глебов И.А. Научные основы проектирования систем возбуждения мощных синхронных машин. Л., Наука, 1988, 322с.
9. А. С. SU 1534744 5Н02Р 9 / 14 Савельев Ю.Е., Быков С.В., Зозулин Ю.В., Козлов Ю.А. Устройство для возбуждения асинхронизированной синхронной машины. Бюл. №1, 08.01.90.
10. Галиновский А.М. Бесконтактный асинхронизированный генератор с модулированным преобразователем частоты. Труды 1 Международной (III Всероссийской) конф. по электромеханотронике, Санкт-Петербург, 1997, С.182-192.
11. Галиновский А.М. Электромашинно-вентильные модулированные преобразователи в бесконтактных генераторах стабильной частоты. Технічна електродинаміка, Спец. вип. 2, т.2, Силовая электроника и энергоэффективность, Киев, Ин-т электродинамики НАН Украины, 1998, С.61-65.
12. Василів К.М. Метод квазікомбінованих схем і вузлових уточнень струмів // Електроенергетичні та електромеханічні системи. Вісник Державного університету „Львівська політехніка”. – 2000. – № 400, С.10-17.
13. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 6. – М.: – Горячая линия – Телеком, 2001. – 344 с.
14. Галиновский А.М., Васылив К.Н., Ленская Е.А. Исследование бесконтактного асинхронизированного генератора с модулированным напряжением. - Харків: НТУ “ХПІ”.- 2001.- №16.-196 с.
15. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Новые разработки по бесконтактным синхронным и асинхронизированным машинам. Новини енергетики, №5, 2003.
16. Галиновский А.М., Ленская Е.А. Многофазные синхронные возбудители в бесконтактных системах возбуждения синхронных машин. Праці Інституту електродинаміки НАН України, №1, 2003.
17. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Методика расчета защитных цепей вентилей выпрямителя, Технічна електродинаміка, №4, 2005, С. 43-50.
18. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Исследование моделей электромашинно-вентильных преобразователей с ограниченным числом полностью управляемых вентилей. Електротехніка і електромеханіка, 2006, №5 С.22-29.