

КОММУТАЦИОННЫЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ БЕСКОНТАКТНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ В АСИНХРОННОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

Галиновский А.М., к.т.н., доцент

Национальный технический университет "Киевский политехнический институт"
Украина, 03056, Киев, пр-т Победы, 37, НТУУ "КПИ", кафедра "Электромеханика"
тел. (044) 412-47-66

Ленская Е.А., научный сотрудник

Научно-производственное общество "ТЭМП", Киев

Эрхард Айхофер, дипломированный инженер, "Transresch Antriebssysteme" GmbH, Берлин

Досліджено вплив ЕРС обмотки збудження безконтактної синхронної машини в асинхронному режимі роботи на величину перенапруг обертового трифазного мостового перетворювача з захистом вентилю від внутрішніх перенапруг, показано, що при амплітуді ЕРС обмотки збудження більшій напруги неробочого ходу перетворювача напруга на вентилю діодного перетворювача досягає величини амплітуди ЕРС обмотки збудження, а напруга на обмотці збудження досягає суми амплітуд ЕРС обмотки збудження та джерела живлення, зовнішні перенапруги усунути в реверсивному тиристорному перетворювачі з комбінованим законом керування.

Исследовано влияние ЭДС обмотки возбуждения бесконтактной синхронной машины в асинхронном режиме работы на величину перенапряжений вращающегося трехфазного мостового преобразователя с защитой вентилей от внутренних перенапряжений, показано, что при амплитуде ЭДС обмотки возбуждения большей напряжения холостого хода преобразователя напряжение на вентилю диодного преобразователя достигает величины амплитуды ЭДС обмотке возбуждения, а напряжение на обмотке возбуждения достигает суммы амплитуд ЭДС обмотки возбуждения и источника питания, внешние перенапряжения устранены в реверсивном тиристорном преобразователе с комбинированным законом управления.

В настоящее время синхронные машины (СМ) выпускаются в основном в бесконтактном исполнении. В бесконтактной синхронной машине (БСМ) применяется электромашинно-вентильный преобразователь (ЭМВП), который состоит из электромашинного возбудителя и вращающегося вентильного преобразователя.

В БСМ средней и большой мощности электромашинные возбудители чаще всего выполняют с повышенным числом пар полюсов. При этом улучшаются габариты возбудителя за счет уменьшения вылета лобовых частей обмоток, однако повышается индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря возбудителя, а, следовательно, - повышается реактивность коммутации преобразователя.

К ЭМВП предъявляются два основных требования [8]: быстродействие регулирования и высокое качество формы выходного напряжения.

В диодных трехфазных мостовых БСВ СМ сравнительно хорошее качество формы выходного напряжения. Требуемая скорость форсировки возбуждения СМ достигается за счет повышения потолочного напряжения возбуждения возбудителя. Однако, при уменьшении напряжения источника на входе выпрямителя обмотка возбуждения СМ может оказаться замкнутой накоротко через вентили. При этом ток возбуждения СМ затухает с постоянной времени этой обмотки. Главный недостаток диодной БСВ - медленное гашение поля.

Тиристорная БСВ практически безинерционна и обеспечивает отрицательное напряжение на обмотке

возбуждения СМ в переходных режимах за счет инверторного режима [8]. Однако, технико-экономические показатели возбудителей большинства БСМ с мостовыми тиристорными преобразователями невысоки. Это связано с тем, что в тиристорной БСВ применен принцип регулирования статических преобразователей: на вход преобразователя подается полное напряжение сети, а ток возбуждения СМ во всем диапазоне от холостого хода до режима форсировки регулируется углом управления тиристоров.

Если в тиристорной БСВ сохранить электромашинный возбудитель диодной БСВ, то ток возбуждения тиристорного возбудителя становится равным форсировочному току возбуждения диодного возбудителя. При коэффициенте форсировки возбудителя $k_f \approx 2$ увеличиваются потери в стали и в обмотке возбуждения возбудителя примерно в 4 раза. Поэтому в тиристорной БСВ увеличивают размеры возбудителя. В номинальном режиме работы угол управления тиристорами $\alpha_u \approx 60^\circ$. При этом сохраняется главный недостаток тиристорной БСВ - низкое качество формы выходного напряжения, что может привести к снижению срока службы агрегата.

Одно из направлений по устранению этого недостатка состоит в следующем. Ток возбуждения СМ в установившихся режимах работы и в динамических режимах работы СМ при повышении тока возбуждения регулируют по цепи возбуждения возбудителя при угле управления тиристорами $\alpha_u = 0$ или отрицательной (упреждающей) величине. Изменение угла управления проводят только при понижении тока воз-

буждения СМ с переводом тиристорного преобразователя в инверторный режим работы. При этом БСВ синхронной машины обладает достоинствами управляемого и неуправляемого преобразователей.

Во вращающемся преобразователе возникают перенапряжения, которые могут вызвать пробой вентиля или изоляции обмотки. Различают внутренние и внешние перенапряжения, которые имеют разную физическую природу.

Внутренние перенапряжения обусловлены коммутационными свойствами полупроводниковых вентилях [1 ÷ 4]. Вентиль преобразователя после уменьшения прямого тока до нуля остается открытым на интервале времени восстановления запирающих свойств τ . Через вентиль протекает обратный ток, измеримый по своему мгновенному значению с его прямым током. После интервала τ сопротивление вентиля резко возрастает, обратный ток вентиля падает до своего установившегося значения. Из-за наличия индуктивности источника питания резкий обрыв обратного тока может явиться причиной возникновения перенапряжения на вентиле.

Для защиты от внутренних перенапряжений в большинстве случаев параллельно вентилю подключают $R_f C_f$ -цепи. Расчет защитных цепей выполняется из условий ограничения повторяющихся перенапряжений на вентиле на заданном уровне [3, 12]. Внутренние перенапряжения рассчитывается при определенном, чаще всего близком к номинальному режиму работы преобразователя [1÷4, 7, 12]. В то же время вращающиеся неуправляемые преобразователи (выпрямители) БСМ работают во всех возможных режимах – от режима холостого хода до режима короткого замыкания. Управляемые тиристорные преобразователи имеют также режимы инвертора и опрокидывания инвертора.

При расчете ЭМВП применяются разные физические и математические модели. Применение численных методов расчета моделей ЭМВП с учетом всех параметров машины, вентилях, системы управления позволяет получить достоверную информацию. Однако эти методы довольно трудоемки, их применение затруднено при комплексном исследовании автономных источников питания и энергосистем в целом. Поэтому большое внимание исследователей посвящено поиску простых моделей и методов расчета ЭМВП. Применение разных моделей при решении одной и той же задачи существенно повышает вероятность получения корректных результатов, подтверждает правомерность принятых допущений, обосновывает выбор сравнительно простых и достаточно точных моделей и методов, адаптированных к решению сложных задач. Простой и точный метод расчета ЭМВП в переходных режимах по эквивалентной схеме преобразователя приводится в работе [10].

В работе [12] приведен метод расчета защитных $R_f C_f$ -цепей вентилях вращающегося трехфазного мостового преобразователя БСМ по коммутационным перенапряжениям на вентилях в переходных режимах. Показано, что защитные цепи вентилях следует рассчитывать по точке внешней характеристики вы-

прямителя с наибольшей амплитудой обратного тока вентиля, которая расположена на границе второго и третьего режимов работы.

Минимальное значение величины емкости C_f определяется из условия поглощения энергии, накапливаемой в индуктивности источника питания L_i [1÷4, 12]. При этом

$$C_{f \min} = \tau^2 / 2L_u .$$

Активное сопротивление фильтра, определяемое по границе аperiodического режима [12],

$$R_f = \sqrt{2} \cdot \tau / C_{f \min} .$$

При этих параметрах наибольшая величина напряжения нагрузки превышает амплитуду линейного напряжения источника примерно на 30%. При наличии защитной цепи вентилях напряжение выпрямителя в режиме холостого хода приближается к величине двойной амплитуды ЭДС источника $U_{d0} = 2A_i$. При $C_f \approx 2C_{f \min}$ напряжение на нагрузке во всех режимах работы не превышает $2A_i$. Коммутационные перенапряжения практически отсутствуют при $C_f = 5C_{f \min}$.

Внешние перенапряжения возникают в роторных цепях при различных динамических режимах и обусловлены тем, что обмотка возбуждения СМ при прохождении тока через нуль оказывается практически разомкнутой [7]. В генераторах опасным является режим самосинхронизации, в двигателях – режим асинхронного пуска. В этих режимах применяются специальные схемы защиты преобразователей [5].

Перенапряжения на вентилях вращающихся преобразователей должны быть ниже, чем в статических преобразователях. Это следует из повышенных требований по надежности вращающихся преобразователей. Расчет защитных цепей вентилях вращающегося преобразователя должен проводиться из условия ограничения максимального обратного напряжения на вентилях при максимальном напряжении источника питания (форсировке возбуждения возбудителя) с учетом всех возможных режимов работы преобразователя [12].

Несмотря на большое внимание, уделяемое в литературе коммутационным перенапряжениям, еще недостаточно проведен качественный и количественный анализ перенапряжений вращающихся вентилях преобразователей при асинхронном режиме работы БСМ. В работе [7] указывается, что проведение экспериментальных исследований с целью поиска наиболее тяжелых режимов и максимальных перенапряжений является нежелательным из-за возможности повреждения оборудования, большой трудоемкости и высокой стоимости. Вместе с тем эти величины могут быть определяющими как при выборе параметров защитных цепей вентилях, так и при выборе схемы преобразования.

Поэтому применение новых математических моделей для исследования коммутационных перенапряжений вращающихся преобразователей БСМ в асинхронных режимах является актуальным. Исследование внешних коммутационных перенапряжений в трехфазном мостовом диодном и тиристорном преобразователе БСМ является основной задачей настоя-

щей работы. Исследования проведены на моделях преобразователей в системе схемотехнического моделирования Micro – Cap [11].

В примерах расчета моделей преобразователей приняты следующие параметры СМ и синхронного возбудителя (СВ): частота сети $f = 50$ Гц; число пар полюсов СМ $p = 4$; коэффициент форсировки тока

возбуждения СМ $k_\phi = I_{n\phi} / I_{nN} = 2$, где $I_{n\phi}$ и I_{nN} – токи возбуждения СМ в форсировочном и номинальном режимах; число пар полюсов СВ $p_B = 24$.

На рис. 1, а и б приведены электрическая и эквивалентная схемы модели диодного преобразователя в системе Micro – Cap (системе МС).

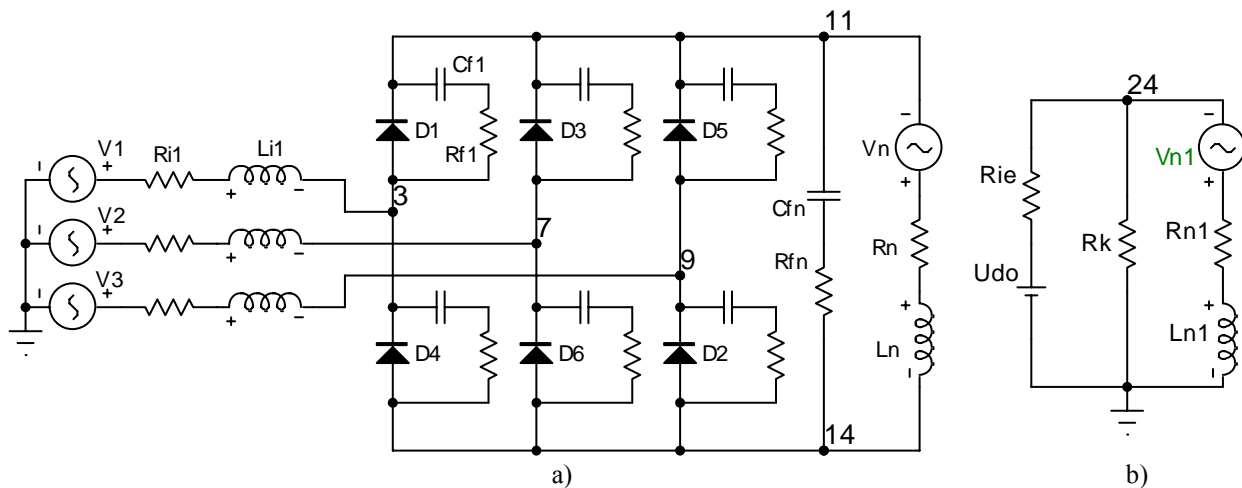


Рис. 1

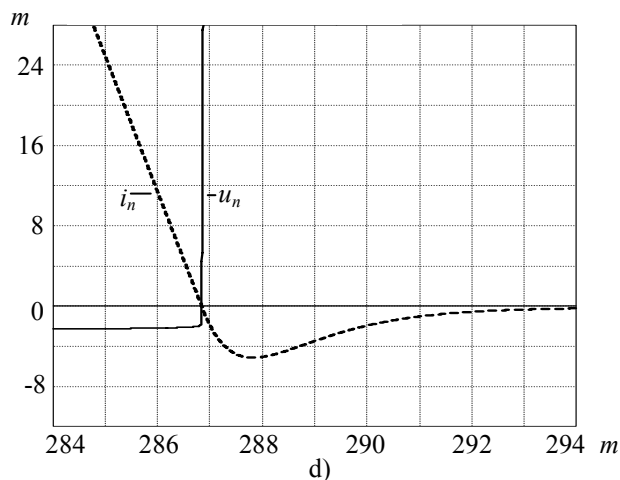
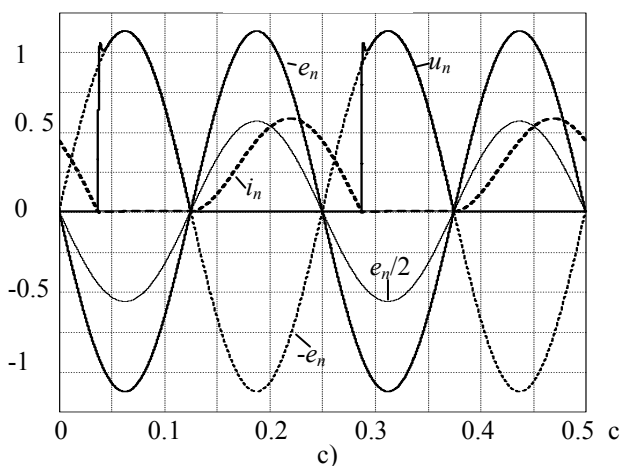
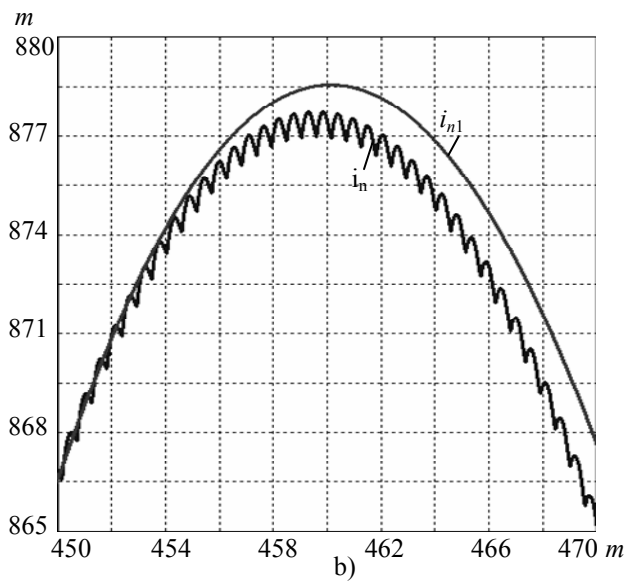
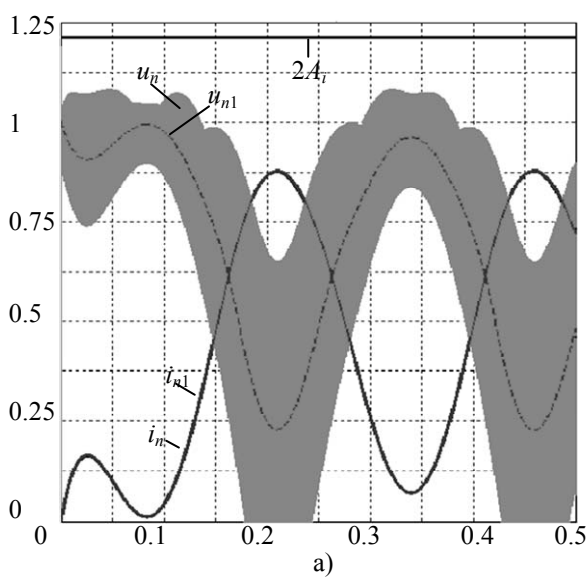


Рис. 2

Модель преобразователя построена на диодах MR2510 D. Повторяющееся напряжение $U_n = 1000$ В. Предельный ток $I_n = 25$ А. Время восстановления запирающих свойств $\tau = 5.7 \cdot 10^{-6}$ сек.

Определим параметры электрической схемы модели преобразователя при синхронной скорости вращения ротора СМ.

Примем относительную величину активного сопротивления источника питания

$$k_r = r_i / x_i = 0,$$

где r_i и x_i - активное и индуктивное сопротивления источника.

Наибольшая амплитуда ЭДС источника в режиме форсировки с учетом 10%-го запаса

$$A_{i\phi} = 0.9 \cdot U_n / k_\phi = 450 \text{ В.}$$

Наибольший ток короткого замыкания (к.з.) выпрямителя в режиме форсировки

$$I_{dk\phi} = I_{n\phi} = I_n = 25 \text{ А.}$$

Полное сопротивление источника (ориентировочно)

$$z_i \cong A_{i\phi} / I_{n\phi} = 18 \text{ Ом.}$$

Частота ЭДС источника

$$f_i = f p_B / p = 300 \text{ Гц.}$$

Индуктивное сопротивление источника

$$x_i = z_i / \sqrt{1 + k_r^2} = 18 \text{ Ом.}$$

Индуктивность источника

$$L_i = x_i / (2 \cdot \pi \cdot f_i) = 9.55 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Активное сопротивление источника

$$r_i = x_i \cdot k_r = 0.$$

Наибольшая амплитуда ЭДС источника в номинальном режиме

$$A_{iN} \approx A_{i\phi} / k_\phi = 225 \text{ В.}$$

Минимальная величина емкости $R_f C_f$ - фильтра, шунтирующего вентиль,

$$c_{f \min} = \tau^2 / 2L_i = 1.7 \cdot 10^{-9} \text{ Ф.}$$

Активное сопротивление фильтра

$$R_f = \sqrt{2} \cdot \tau / C_{f \min} = 4.74 \text{ КОм.}$$

Принимаем $C_f \cong 2.5 \cdot C_{f \min} = 4 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_f = 5$ КОм.

Нагрузка преобразователя может шунтироваться $R_{fn} C_{fn}$ - фильтром.

Все исследования проводим в системе относительных единиц (о.е.) нагрузки выпрямителя. За базовые величины принимаются напряжение холостого хода U_{d0} и ток к.з. I_{dk} нагрузки. U_{d0} определяется при условии: $A_i < A_{i\phi}$.

Определим базовые величины напряжения и тока нагрузки выпрямителя при синхронной скорости вращения СМ и $A = 416$ В [10, 12]:

$$U_{d0} = A_i \cdot 3\sqrt{3} / \pi = 688.06 \text{ В;}$$

$$I_{dk} = A_i / z_i = 23.1 \text{ А.}$$

Базовое сопротивление нагрузки

$$z_b = U_{d0} / I_{dk} = 29.77 \text{ Ом.}$$

В асинхронном режиме СМ при скольжении $s = 0.08$ изменяются частота ЭДС источника (ЭДС якорной обмотки СВ), индуктивное и полное сопротивления источника, базовые величины тока и сопротивления преобразователя:

$$f_{ia} = f_i (1 - s) = 276 \text{ Гц;}$$

$$x_{ia} = x_i \cdot f_{ia} / f = 16.56 \text{ Ом;}$$

$$z_{ia} = \sqrt{x_{ia}^2 + r_i^2} = 16.56 \text{ ;}$$

$$I_{dka} = A_i / z_{ia} = 25 \text{ А;}$$

$$z_{ba} = (3\sqrt{3} / \pi) \cdot z_{ia} = 27.4 \text{ Ом.}$$

Если $I_{dk} > I_n$, уменьшаем величину амплитуду ЭДС источника А.

Частота ЭДС нагрузки $f_n = f \cdot s = 4$ Гц.

Обозначение величин электрической схемы: u_n - напряжение нагрузки, e_n - ЭДС нагрузки, i_n - ток нагрузки; i_{11}, i_{12}, i_{13} - фазные токи источника. Напряжения на диодах: $u_{D1} = u_{(3,11)}$; $u_{D3} = u_{(7,11)}$; $u_{D5} = u_{(9,11)}$; $u_{D4} = u_{(14,3)}$; $u_{D6} = u_{(14,7)}$; $u_{D2} = u_{(14,9)}$. Нижним индексом обозначаются точки на рис. 1,а, между которыми измеряется напряжение на диоде.

Определим параметры эквивалентной схемы [10].

Величина ЭДС источника равна базовой величине напряжения нагрузки выпрямителя U_{d0} .

При $i_{n1} = 0 \div I_{dk}$ эквивалентное сопротивление источника

$$r_{ie} = z_b \cdot \text{tg}\beta.$$

$\text{tg}\beta$ определяется по внешней характеристике выпрямителя в о.е.:

$$\text{tg}\beta = (1 - U_d) / I_d.$$

При $i_{n1} = 0 \div I_{dk}$ шунтирующее сопротивление $r_k = \infty$. При $i_{n1} < 0$ $r_{ie} = \infty$. При $i_{n1} > I_{dk}$ $r_k = 0$.

Зависимость $\text{tg}\beta$ от тока I_d записывается в виде таблицы [11]:

$$\text{tg}\beta = \text{TABLE}(I_d, I_{d1}, \text{tg}\beta_1, I_{d2}, \text{tg}\beta_2, \dots, I_{dn}, \text{tg}\beta_n)$$

Задаемся координатами точек $(I_{di}, \text{tg}\beta_i)$. В промежуточных точках используется линейная интерполяция. Если $I_d < I_{d1}$, то $\text{tg}\beta = \text{tg}\beta_1$, если $I_d > I_{dn}$, то $\text{tg}\beta = \text{tg}\beta_n$.

Зависимость r_{ie} от тока I_d при $k_r = 0$:

$$r_{ie} = z_b \cdot \text{tg}\beta = z_b \cdot \text{TABLE}(I_d, -1u, 1G, 0, 0.5774, 0.433, 0.5774, 0.5, 0.5858, 0.6124, 0.633, 0.7, 0.7001, 0.75, 0.756, 1, 1).$$

Зависимость r_k от тока I_d :

$$r_k = \text{TABLE}(I_d, 1, 0, 0.999999, 1G).$$

Обозначение величин эквивалентной схемы: i_{n1} - ток нагрузки; i_{ei} - ток эквивалентного источника; i_k - ток шунтирующей ветви.

Исследуем преобразователь при $A_n < U_{d0}$ и $C_n = 0$ (отсутствие фильтра, шунтирующего нагрузку).

На рис. 2,а показаны диаграммы напряжений (u_n, u_{n1}) и токов (i_n, i_{n1}) нагрузки преобразователя при асинхронном режиме работы СМ. Приведена величина $2 \cdot A_i$. Параметры модели: $s = 0.08$; $A_i = 416$ В; $U_{d0} = 688.1$ В; $A_n = 780$ В. Диаграммы записаны при подключении нагрузки с режима холостого хода. На рис. 2,б - фрагмент диаграммы. Все величины в о.е. нагрузки выпрямителя.

Анализ диаграмм напряжений преобразователя с параметрами защитных цепей вентиля, рассчитанных по методике [12], показывает: при амплитуде ЭДС нагрузки меньшей амплитуды ЭДС источника наибольшие напряжения на вентилях и нагрузке выпрямителя меньше двойной амплитуды ЭДС источника.

Как видно из диаграмм рис. 2, а и б, токи нагрузки, рассчитанные в переходных режимах по электрической и эквивалентной схемам модели преобразователя, практически совпадают.

Исследуем преобразователь при $s = 0.08$; $A_i = 0$, $A_n = 780$ В. Подключим фильтр нагрузки: $R_{fn} = 4$ КОм; $C_{fn} = 0.5 \cdot 10^{-6}$ Ф. Остальные величины (включая базовые величины нагрузки выпрямителя) оставим неизменными.

На рис. 2,с показаны диаграммы напряжения нагрузки u_n , ЭДС нагрузки e_n (а также $e_n / 2$, $-e_n$) и тока нагрузки i_n преобразователя. На рис. 2,д – фрагмент рис. 2,с.

При переходе тока нагрузки через ноль также появляются коммутационные перенапряжения, обусловленные наличием времени восстановления запирающих свойств вентиля. Однако, эти перенапряжения сравнительно малы в связи с малой крутизной тока при переходе через ноль (малая частота ЭДС нагрузки при асинхронном режиме СМ).

Исследуем преобразователь при $s = 0.08$; $A_n > U_{d0}$; $A_i = 200$ В; $U_{d0} = 330.8$ В; $A_n = 780$ В. Диаграммы напряжений и токов преобразователя приведены на рис. 3.

На рис. 3,а диаграммы записаны без защитной цепи, шунтирующей нагрузку. Рис. 3,д – фрагмент рис. 3,а. На рис. 3, б и с диаграммы записаны при подключении защитной цепи нагрузки.

На рис. 3, а и б показаны напряжения нагрузки преобразователя u_n , ЭДС нагрузки e_n ($e_n / 2$ и $-e_n$), напряжения на диодах u_D (напряжения $u_{D1} \div u_{D6}$), ток нагрузки i_{n1} и ток шунтирующего контура i_k . Напряжения на диодах отчетливо видны на рис. 2,д.

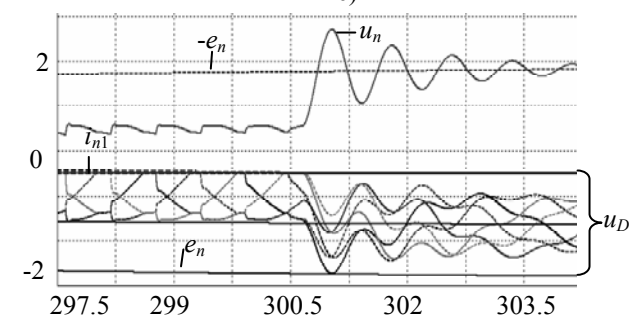
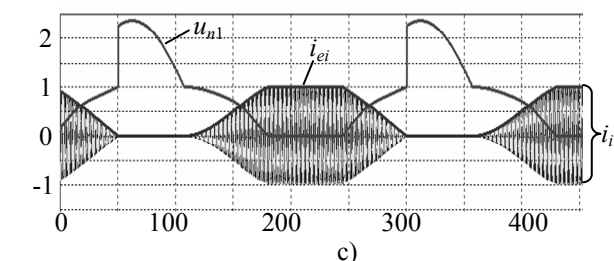
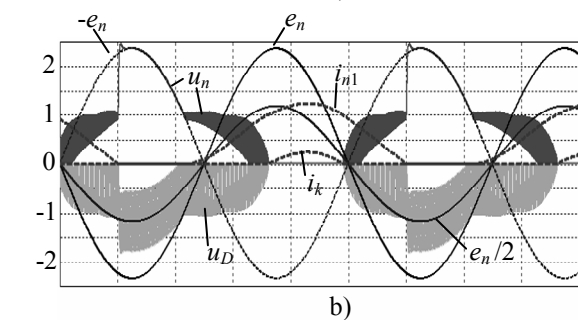
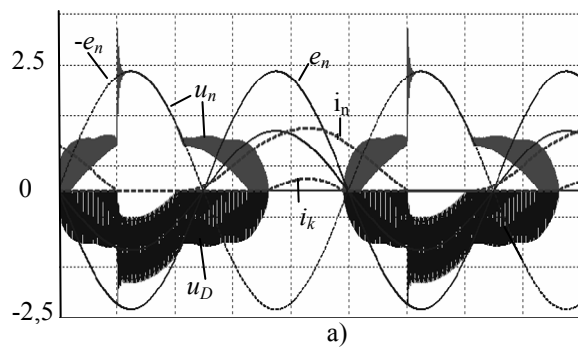
На рис. 3,с показаны: напряжение нагрузки u_{n1} ; токи источника питания i_i (показаны токи трех фаз - i_{i1} , i_{i2} и i_{i3}); ток эквивалентного источника i_{ei} . Ток i_{ei} обгибает контуры токов источника питания i_i .

На диаграммах все величины в системе о.е. нагрузки выпрямителя.

Анализ результатов исследований модели диодного преобразователя БСМ при $A_n > U_{d0}$ и широком изменении параметров схемы позволяет сделать следующие выводы.

При отсутствии защитной цепи нагрузки преобразователя наибольшее напряжение на вентиле достигает величины амплитуды ЭДС обмотки возбуждения СМ и наступает после перехода тока возбуждения СМ через ноль. В процессе коммутации происходит перезаряд емкостей защитных цепей всех вентилях. Так как при переходе тока возбуждения СМ через ноль заряды емкостей защитных цепей разных вентилях неодинаковы, неодинаковыми оказываются наибольшие значения напряжений на разных вентилях.

Наибольшее напряжение на обмотке возбуждения СМ достигает величины суммы амплитуд ЭДС обмотки возбуждения СМ и ЭДС обмотки якоря возбудителя.



д)
Рис. 3

В работах [5, 7] рассматриваются разные схемы по защите диодных преобразователей от внешних перенапряжений. В ряде схем применяются стабилизаторы (или др. аппаратные средства), которые подключают защитные устройства (например, встречноключенные тиристоры) параллельно обмотке возбуждения СМ по величине напряжения на обмотке. Учитывая временную задержку на подключение, можно констатировать: во многих известных устройствах защита подключается после свершившегося факта – появления перенапряжения на обмотке

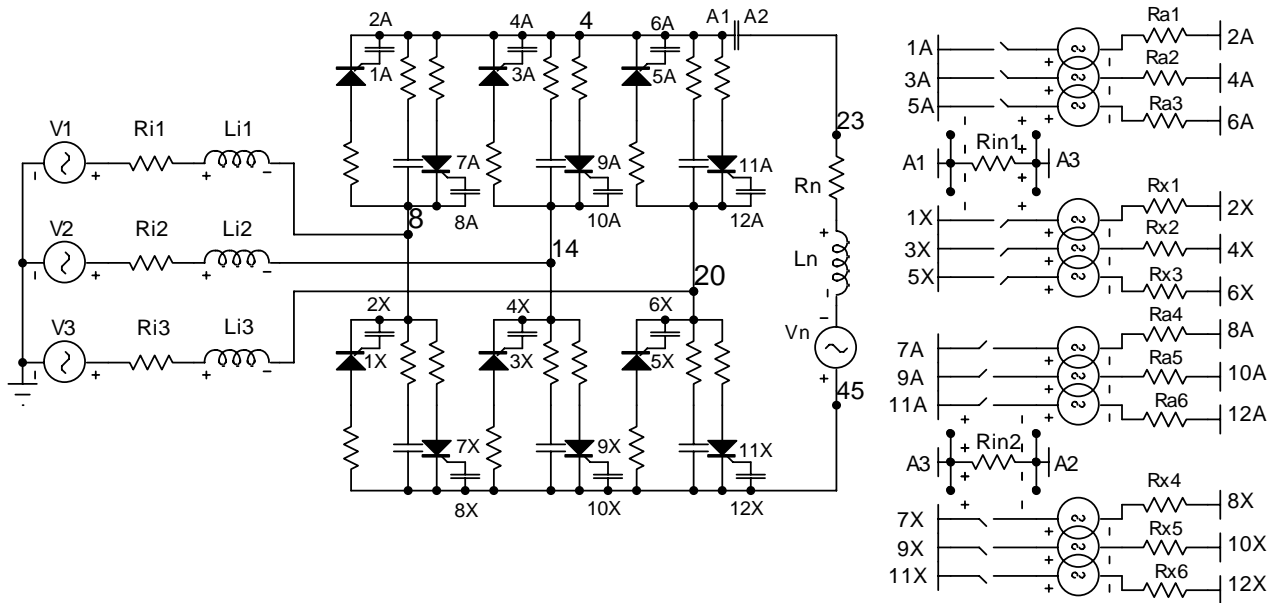


Рис. 4

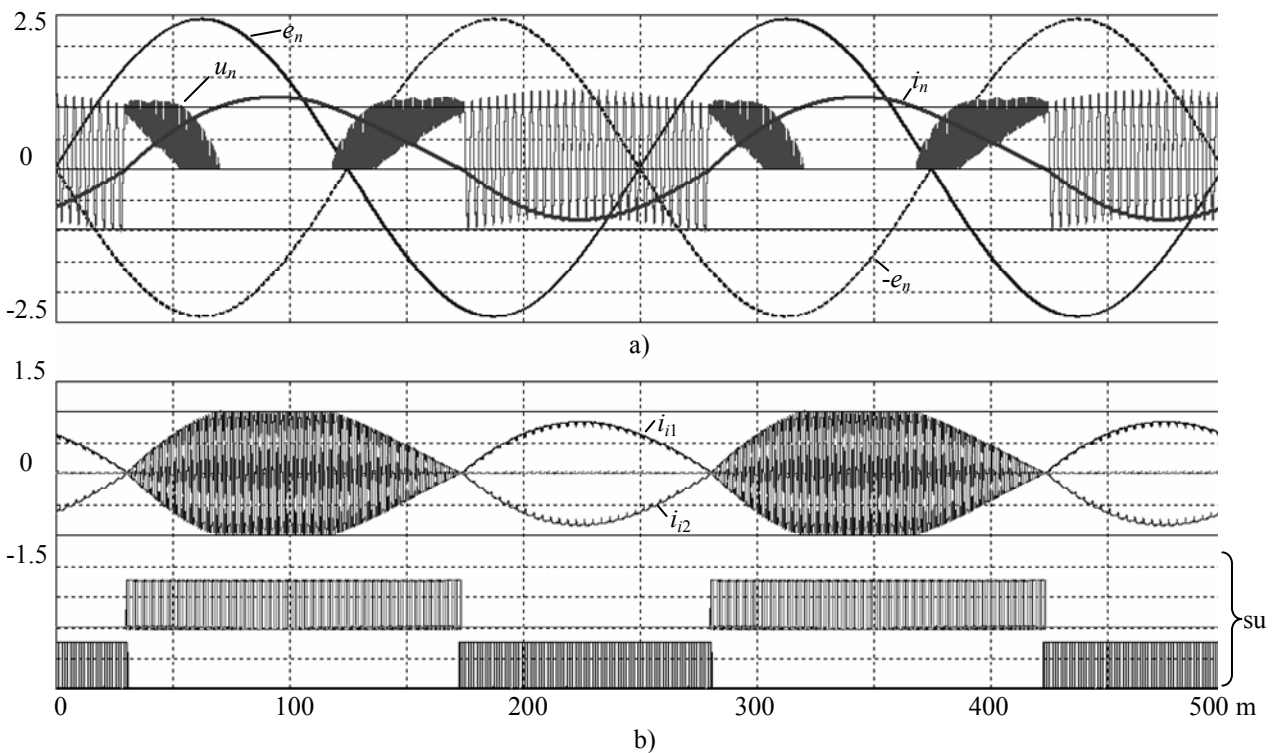


Рис. 5

Работа неперсисвного тиристорного преобразователя БСМ в асинхронном режиме при упреждающих углах управления тиристорами подобна работе диодного преобразователя.

Исследуем работу реверсивного тиристорного преобразователя с комбинированным законом управления [6].

Электрическая схема модели реверсивного тиристорного преобразователя БСМ в системе МС показана на рис. 4.

Примем относительную величину активного сопротивления источника питания $k_r = 0.25$. Оставим

без изменений другие параметры синхронной машины и возбудителя.

Модель преобразователя построена на тиристорах В25RIA120. Повторяющееся напряжение $U_n = 1200$ В. Предельный ток $I_n = 25$ А. Время восстановления запирающих свойств $\tau = 3.7 \cdot 10^{-6}$ сек.

Величина емкости $R_f C_f$ -фильтра, шунтирующего тиристор,

$$c_f = (1 \div 4) \cdot \tau^2 / L_i = (1.5 \div 6) \cdot 10^{-9} \text{ Ф.}$$

Принимаем $c_f = 10^{-9}$ Ф,

Активное сопротивление фильтра

$$r_f \approx 2 \cdot \tau / c_f \approx 2 \text{ кОм.}$$

В модели преобразователя управляющая машина заменена шестью моделями источников импульсных сигналов. Параметры импульсных сигналов определены по исходной переключающей функции частоты управления.

Применено комбинированное управление тиристорами, при котором сигнал управления на встречно-выключенные тиристоры подается совместно при токе нагрузки меньшем тока уставки и отдельно в других случаях [6]. Угол управления тиристорами – углоупреждающий. Угол управления изменяется при изменении фазы ЭДС источника.

Величина и знак тока нагрузки определяются по падению напряжения на шунтах r_{in1} и r_{in2} (рис. 4). Изменяя величину сопротивления шунта, меняем величину уставки по току. Сопротивления шунтов учитываются при определении общего сопротивления нагрузки.

Обозначение величин. Напряжения на тиристорах: $u_{T1} = v_{(8,4)}$; $u_{T3} = v_{(14,4)}$; $u_{T5} = v_{(20,4)}$; $u_{T2} = v_{(8,45)}$; $u_{T4} = v_{(14,45)}$; $u_{T6} = v_{(20,45)}$. Токи источника питания i_i , i_{i1} , i_{i2} и i_{i3} – токи трех фаз. Сигналы управления тиристорами $su_1 \div su_6$.

Исследуем преобразователь при асинхронной скорости вращения СМ и амплитуде ЭДС нагрузки больше напряжения холостого хода преобразователя ($A_n > U_{d0}$): $s = 0.08$; $A_i = 200$ В; $U_{d0} = 330.8$ В; $A_n = 780$ В. Угол управления тиристорами $\alpha_y = -10^\circ$.

Диаграммы напряжений и токов преобразователя приведены на рис. 5.

На рис. 5,а показаны напряжение нагрузки u_n , ЭДС нагрузки e_n (и $-e_n$), ток нагрузки i_n .

На рис. 5,б показаны токи источника, сигналы управления тиристорами.

Как видно из диаграмм, в реверсивном тиристорном преобразователе с комбинированным законом управления внешние перенапряжения исключены. Это обусловлено наличием отрицательного тока обмотки возбуждения СМ в режиме опрокидывания инвертора. На рис. 5,б показаны фазные токи i_{i1} и i_{i2} в этом режиме.

Применение совместного управления встречно-выключенными тиристорами при токе нагрузки меньшем тока уставки позволяет избежать разрыва цепи, "подключить защиту" до перехода тока через ноль.

Применение реверсивного тиристорного преобразователя позволяет улучшить быстродействие регулирования возбуждения СМ, уменьшить стоимость преобразователя за счет снижения класса тиристоров, существенно повысить надежность системы возбуждения в целом.

Применение реверсивного тиристорного преобразователя с комбинированным законом управления можно рекомендовать в бесконтактных синхронных двигателях, генераторах, компенсаторах.

Предполагается проведение исследований внутренних и внешних перенапряжений вращающихся преобразователей БСМ с разными схемами преобразования и разным числом фаз источника питания.

Целесообразно исследование влияния емкостных связей обмоток синхронной машины и возбуждателя

[7, 9] на внутренние и внешние перенапряжения вращающихся преобразователей БСМ. При этом необходимо уточнить параметры защитных цепей вентилей по условиям допустимых перенапряжений, минимальных потерь в преобразователе с учетом рекомендаций по снижению воздействия фронта прямого напряжения на вентили [3, 4] и др.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Samberqen K., Berechnung von Trägerspeichereffekt – Beschaltungen für Silizium – Cleuhrichter und Thyristoren // ETZ – A. – 1965. – Bd 86, № 24.
- [2] Глух Е.М., Зеленев В.Е. Защита полупроводниковых преобразователей. – М.: – Энергия, 1970. – 152 с.
- [3] Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: – Энергия, 1977. – 280 с.
- [4] Беркович Е.И., Ковалев В.Н., Ковалев Ф.И., Кочетков В.Д., Крылов С.С., Курносоев Б.Д., Мосткова Г.П., Пырков В.В., Сакович А.А., Толкачев А.И. Полупроводниковые выпрямители, под ред. Ковалева Ф.И. и Мостовой Г.П. М., Энергия, 1978, 448 с.
- [5] Абрамович Б.Н., Круглый А.А. Возбуждение, регулирование и устойчивость синхронных двигателей. Л.: "Энергоатомиздат", 1983. 128 с.
- [6] Галиновский А. М., Дубчак Е. М. Способ комбинированного управления тиристорным преобразователем частоты. А.с. СССР №1339821. Оpubл. в БИ, №35, 1987.
- [7] Глебов И.А. Электромагнитные процессы систем возбуждения синхронных машин. Л., Наука, 1987, с.
- [8] Глебов И.А. Научные основы проектирования систем возбуждения мощных синхронных машин. Л., Наука, 1988, 322 с.
- [9] Шумилов Ю., Афендулиди И., Реуцкий Н. Исследование резонансных процессов во вращающихся обмотках асинхронных двигателей// Unconventional electro-mechanical and electrotechnical systems, Szczecin and Miedzydroje, December 15–17, 1996.
- [10] Галиновский А.М., Ленская Е.А. Метод расчета электромашинно-вентильных преобразователей с естественной коммутацией в переходных режимах. Технічна електродинаміка, №5, 2003, С. 29-33.
- [11] Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap 6, - М. "СОЛОН", М.; Горячая линия - Телеком, 2001,- 344 с.
- [12] Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Методика расчета защитных цепей вентилей выпрямителя, Технічна електродинаміка, №4, 2005, С. 43-50.

Поступила 07.03.2006