

*А.М. ГАЛИНОВСКИЙ*¹, к.т.н., доцент,
*А.С. КОЗИНЕЦ*¹, бакалавр,
*Е.А. ЛЕНСКАЯ*², главный специалист,

¹Национальный технический университет "Киевский политехнический институт" (г. Киев)

²Национальное Агентство Украины по вопросам обеспечения эффективного использования энергетических ресурсов (г. Киев)

КОММУТАЦИОННЫЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ ТИРИСТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ БЕСКОНТАКТНЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН В ЗАВИСИМОСТИ ОТ СХЕМЫ И ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЕНИЯ

Досліджено вплив схеми перетворення, довжини імпульсів керування, резонансу напруг обертових трифазних тиристорних випрямлячів безконтактних синхронних машин на комутаційні перенапруги при запусках випрямлячів, запропоновані схеми випрямлячів з короткими імпульсами керування при знижених комутаційних перенапругах.

Исследовано влияние схемы преобразования, длительности импульсов управления, резонанса напряжений вращающихся трехфазных тиристорных выпрямителей бесконтактных синхронных машин на коммутационные перенапряжения при запусках выпрямителей, предложены схемы выпрямителей с короткими сигналами управления при сниженных коммутационных перенапряжениях.

Введение. Тиристорная система возбуждения бесконтактной синхронной машины (БСМ) строится на базе электромашинно-вентильного преобразователя (ЭМВП) который состоит из электромашинного возбудителя и вращающегося тиристорного преобразователя. В БСМ применяются нереверсивные (выпрямители) и реверсивные тиристорные преобразователи [1-4]. Вопросы, рассматриваемые в настоящей работе, относятся к обоим типам преобразователей.

В преобразователе возникают коммутационные перенапряжения, которые могут пробить вентили или изоляцию обмотки. Различают внутреннее и внешние перенапряжения.

Внутренние перенапряжения обусловлены коммутационными свойствами полупроводниковых вентилях. Вентиль после уменьшения прямого тока до нуля остается открытым на интервале времени восстановления

запирающих свойств t . Через клапан протекает обратный ток. После интервала t сопротивление клапана резко возрастает. Обрыв обратного тока приводит из-за индуктивности коммутации к возникновению перенапряжения на клапане. Для защиты от внутренних перенапряжений в большинстве случаев параллельно клапану подключают RC-цепи.

Внешние перенапряжения возникают при различных динамических режимах. При запуске тиристорного преобразователя БСМ внешние перенапряжения обусловлены тем, что обмотка возбуждения при прохождении тока тиристора через нуль оказывается практически разомкнутой [1, 5-6].

Разработка ЭМВП с тиристорным преобразователем во многом определяется наличием простых и надежных устройств передачи и формирования импульсов управления тиристорами. Применение широких импульсов вызывает затруднения в создании устройств формирования импульсов управления [6]. Поэтому в большинстве тиристоры управляются короткими импульсами, которые обуславливают появление внешних коммутационных перенапряжений [1, 5-7].

В мостовом преобразователе необходимо применять удвоенные короткие импульсы управления. Они необходимы только при запуске преобразователя. Как только величина тока нагрузки преобразователя превышает ток удержания тиристора в несколько раз, необходимость в удвоенных импульсах отпадает. Удвоенные импульсы управления в рабочем режиме приводят к дополнительному нагреву цепи управления тиристора, усложнению блока формирования импульсов управления, уменьшают надежность работы системы.

В работе [1] отмечается возможность резонансных перенапряжений в схемах управляемых выпрямителей, связанных с протеканием прерывистых токов. Рассмотрен резонанс напряжений выпрямителей, содержащих емкости, которые образуют колебательные контуры с индуктивностями в цепи коммутации тиристоров. В работе указывается, что "в связи с большой индуктивностью уже возникших резонансных колебаний их эффективное демпфирование затруднительно". Поэтому рекомендуется при расчете, проектировании и выборе режимов эксплуатации исключать возможность работы преобразователей в режимах, способствующих возникновению резонансных колебаний.

Несмотря на большое внимание, которое исследователи уделяют коммутационным перенапряжениям в целом [1, 2, 4-8], еще недостаточно изучен вопрос влияния длительности сигнала управления тиристорами на коммутационные перенапряжения при запуске вращающегося преобразователя БСМ. Не исследована возможность появления резонанса напряжений с колебательным контуром: емкость защитных цепей тиристоров – индуктивность нагрузки. Вместе с тем постоянная времени обмотки воз-

буждения синхронных машин может изменяться в сто и более раз [9]. Примерно также может изменяться эквивалентная индуктивность нагрузки выпрямителя. При этом велика вероятность возникновения резонанса напряжений при запуске тиристорного преобразователя по частотам, кратным частоте пульсации нагрузки.

На вращающейся части машины ограничена возможность размещения всех защитных устройств, обычно применяемых в статических преобразователях. К вращающемуся преобразователю предъявляются повышенные требования по надежности работы. Поэтому совершенствование вращающихся тиристорных преобразователей является актуальным.

Проведение экспериментальных исследований с целью поиска наиболее тяжелых режимов и максимальных перенапряжений является желательным из-за возможности повреждения оборудования, большой трудоемкости и высокой стоимости [2]. Поэтому актуальным является применение новых математических моделей для исследования коммутационных перенапряжений вращающихся преобразователей БСМ.

Расчет защитных цепей вентиля преобразователя должен проводиться из условия ограничения максимального обратного напряжения на вентилях при максимальном напряжении источника питания с учетом всех возможных режимов работы.

Цель работы – исследование внешних коммутационных перенапряжений вращающихся трехфазных тиристорных выпрямителей БСМ при запуске короткими импульсами управления, разработка схем управления выпрямителей короткими импульсами при сниженных коммутационных перенапряжениях при запуске является целью настоящей работы.

Моделирование перенапряжений вращающихся трехфазных тиристорных выпрямителей. Исследования проведены в системе схемотехнического моделирования Micro Cap (MC) [10].

На рис. 1 приведены электрические схемы выпрямителей с нулевой (а) и мостовой (б) схемами преобразования: V_a, V_b, V_c – источники ЭДС; $R_a = R_b = R_c = R_i, L_a = L_b = L_c = L_i$ – активные сопротивления и индуктивности фазы источника; T_1-T_6 – тиристоры; $R_{f1}-R_{f6}, C_{f1}-C_{f6}$ – активные сопротивления и емкости RC-цепей, шунтирующих тиристоры; R_n, R_{dn}, L_n – активные сопротивления и индуктивности нагрузки; D_d, D_{d1}, D_{d2} – дополнительные диоды; R_d, R_{d1}, R_{d2} – ограничительные сопротивления; $R_{fd}C_{fd}, R_{fd1}C_{fd1}, R_{fd2}C_{fd2}$ – RC-цепи, шунтирующие диоды с ограничительными сопротивлениями. Сопротивление $R_{dn} = 10 \cdot 10^9$ Ом. При разомкнутом ключе К наблюдаем режим холостого хода (х.х.), при замкнутом – режим нагрузки выпрямителя. Сопротивления R_d, R_{d1} и R_{d2} выбираются так, чтобы максимальная величина тока через диоды ограничивалась несколькими токами удержания тиристоров.

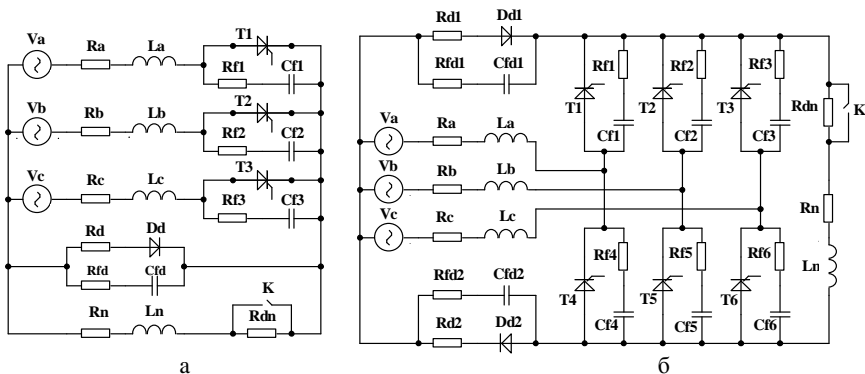


Рис. 1. Электрические схемы трехфазных выпрямителей с нулевой (а) и мостовой (б) схемами преобразования.

Приводим параметры, общие для двух схем выпрямителей при всех исследованиях. Источник питания: амплитуда ЭДС $A_i = 200$ В; частота $f_i = 150$ Гц; полное сопротивление фазы $Z_i = 2,5$ Ом; относительная величина активного сопротивления $k_r = R_i / X_i = 0,25$; индуктивность фазы $L_i = 2,573$ мГн. Тиристоры: тип В25RIA120; повторяющееся напряжение $U_{pT} = 1200$ В; предельный ток $I_{pT} = 25$ А; время восстановления запирающих свойств $\tau = 2,5 \cdot 10^{-6}$ с; угол управления тиристорами $\alpha_u = 0$. Диоды: тип MR510; повторяющееся напряжение $U_{pD} = 1000$ В; предельный ток $I_{pD} = 3$ А. Ограничительные сопротивления: $R_d = R_{d1} = R_{d2} = 50$ Ом.

Минимальная величина емкости защитной цепи тиристора определяется из условия поглощения энергии, накапливаемой в индуктивности источника [1, 7, 8]. В соответствии с [8]

$$C_{f \min} = \frac{4}{9} \cdot \frac{\tau^2}{L_i} = \frac{4}{9} \cdot \frac{(2,5 \cdot 10^{-6})^2}{5,573 \cdot 10^{-3}} = 1,1 \cdot 10^{-9} \text{ Ф.} \quad (1)$$

Величина активного сопротивления защитной цепи, определяемая по границе периодического и аperiodического режимов работы,

$$R_{fm} = \sqrt{2} \tau \cdot C_{f \min} = 3,3 \text{ кОм.} \quad (2)$$

Коммутационные перенапряжения практически отсутствуют при $C_f = (3-5) \cdot C_{f \min}$, которая определяется в соответствии с (1) [8]. Величина R_{fm} ($m = 1, \dots, 6$) определяемая по формуле (2) выбирается среди сопротивлений схемы рис. 1.

Изменения в схемах выпрямителей (наличие диодов с ограничительными сопротивлениями и защитных цепей), параметры нагрузки (R_n, L_n) и защитных цепей будут указываться дополнительно.

На временных диаграммах напряжения и тока будут приводиться в относительных единицах (о.е.) выпрямителя. В этой системе за базовые величины приняты напряжение х.х. и ток к.з. трехфазного мостового выпрямителя:

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{2} A_i = 330,8 \text{ В}; I_{dk} = \frac{A_i}{Z_i} = 20 \text{ Ом.} \quad (3)$$

В работе [8] исследовано влияние параметров защитных цепей вентилях на коммутационные перенапряжения трехфазного мостового диодного выпрямителя при коротком замыкании (к.з.) с режима холостого хода (х.х.). Проведем подобные исследования тиристорных выпрямителей при длительных импульсах управления, $T_{su} = 120^\circ$. Схема без дополнительных диодов. Параметры нагрузки: $R_n = 0$, $L_n = 0,1$ Гн. Параметры защитных цепей тиристоров: $C_f = 2 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_f = 5$ кОм.

На рис. 2 и рис. 3 приведены диаграммы напряжений и токов, определенных в соответствии с соотношением (3), тиристорных выпрямителей с мостовой и нулевой схемами преобразования: а) без защитных цепей тиристоров; б) с защитными цепями. Нагрузка выпрямителя подключается через $t_B = 10$ мс после начала счета. На диаграммах u_{n*} , i_{n*} – напряжение и ток нагрузки, u_{T*} – напряжения на тиристорах; $2A_{i*}$ – удвоенная амплитуда ЭДС источника в о.е. выпрямителя.

Анализ временных диаграмм напряжений и токов выпрямителей показывает: при отсутствии защитных цепей вентилях и $k_r = 0$ ($R_i = 0$) наибольшие коммутационные перенапряжения на вентилях и нагрузке наступают при $I_{d*} \approx 0.75$, при $k_r \neq 0$ наибольшие перенапряжения наступают при $I_{d*} < 0.75$.

Это относится к выпрямителям с мостовой и нулевой схемами преобразования. В мостовом выпрямителе наибольшие коммутационные перенапряжения на нагрузке и на вентилях примерно равны между собой. В выпрямителе с нулевой схемой преобразования коммутационные перенапряжения на нагрузке меньше коммутационных перенапряжений на вентилях примерно в два раза.

Исследуем выпрямитель с нулевой схемой преобразования при коротких импульсах управления тиристорами. Вначале исследуем выпрямитель без дополнительного диода при $C_f = 4 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_f = 1.5$ кОм, $R_n = 20$ Ом, $L_n = 0,5$ Гн, $T_{su} = 30^\circ$. Постоянная времени нагрузки $\tau_n = 0.025$.

На рис. 4 показаны временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя при подключении нагрузки выпрямителя ($t_B = 10$ мс): а) e_i – фазные ЭДС источника; u_1 , u_2 , u_3 – импульсы управления тиристорами T_1 , T_2 , T_3 ; б) u_{n*} , i_{n*} – напряжение и ток нагрузки.

Приведенные диаграммы подтверждают положение о приемлемости пуска тиристорного выпрямителя с нулевой схемой преобразования узкими

импульсами управления. Однако в литературе не освещен вопрос резонанса напряжений по цепи: индуктивность нагрузки – емкость защитных цепей тиристоров.

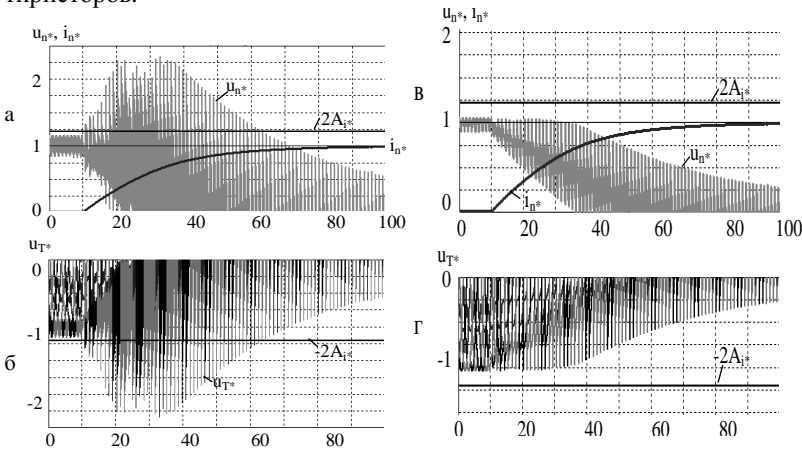


Рис. 2. Напряжения и токи мостового выпрямителя при $T_{si} = 120^\circ$.

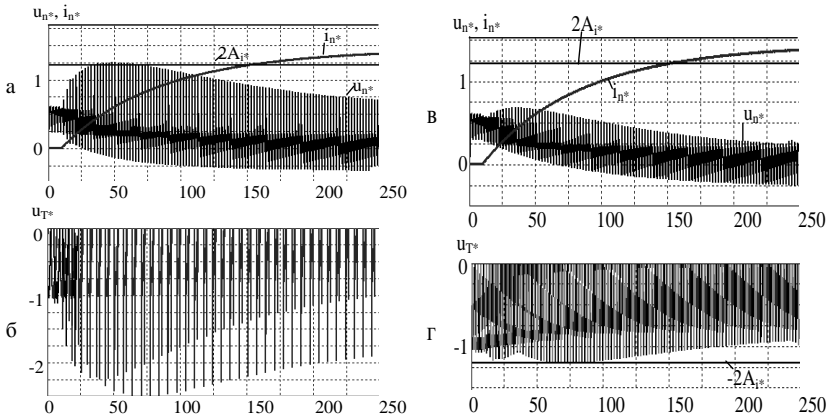


Рис. 3. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования при $T_{si} = 120^\circ$.

Вместе с тем такой резонанс может возникать во вращающихся тиристорных преобразователях БСМ. Он наступает при частотах, кратных частоте пульсаций нагрузки выпрямителя. Покажем это.

Резонанс напряжений во вращающихся тиристорных преобразователях. Условием резонанса является равенство $\omega_o L = 1/(\omega_o C)$ [11]. Оста-

вим прежними: $R_n = 20$ Ом, $T_{su} = 30^\circ$. Примем параметры защитных цепей тиристоров: $C_f = 2 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_f = 5$ кОм. Пренебрегаем активными сопротивлениями нагрузки, защитной цепи, источника, а также индуктивностью источника.

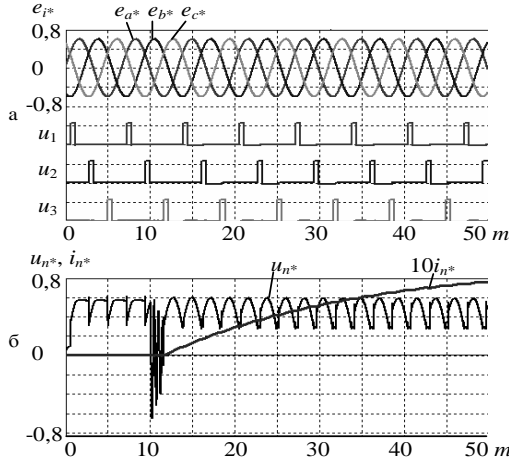


Рис. 4. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования при $T_{su} = 30^\circ$, $C_f = 4 \cdot 10^{-9}$ Ф, $L_n = 0,5$ Гн.

Примем сопротивление тиристора в закрытом состоянии $Z_{T3} = \infty$. Тогда суммарная результирующая емкость защитных цепей $C_{fp} = 3 \cdot C_f = 6 \cdot 10^{-9}$ Ф.

Пусть резонанс напряжений наступает при частоте, равной 5-й гармонике частоты пульсации нагрузки выпрямителя ($k_p = 5$). Тогда резонансная частота $f_0 = f_i \cdot m_p \cdot k_p = 150 \cdot 3 \cdot 5 = 2250$ Гц, где $m_p = 3$ – число пульсаций напряжения нагрузки выпрямителя на одном периоде частоты источника. Угловая частота при резонансе $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = 2\pi \cdot 2250$.

Величина индуктивности нагрузки выпрямителя при резонансе:

$$L_{np} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_0)^2 \cdot C_{fp}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 2250)^2 \cdot 6 \cdot 10^{-9}} = 0,84 \text{ Гн.} \quad (4)$$

На рис. 5 показаны временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя при $L_n = 0,7$ Гн $< L_{np}$, определенные по соотношению (4): а) u_n^* , i_n^* – напряжение и ток нагрузки, U_{pT^*} – повторяющееся напряжение тиристора; б) i_{T1^*} , i_{T2^*} , i_{T3^*} – токи через тиристоры; в) u_{T1^*} , u_{T2^*} , u_{T3^*} – напряжения на тиристорах; г) i_{1^*} , i_{2^*} , i_{3^*} – токи через тиристоры.

На рис. 6 показаны временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя при $L_n = L_{np} = 0,84$ Гн: а) e_i – фазные ЭДС источника, u_1 , u_2 , u_3 – импульсы управления тиристорами; б) u_n^* – напряжение нагрузки, u_{pT^*} –

повторяющееся напряжение тиристора.

Вывод по результатам исследований: в тиристорном выпрямителе с нулевой схемой преобразования при управлении короткими импульсами возможен полный срыв работы из-за резонанса напряжений в контуре "нагрузка – защитные цепи тиристоров".

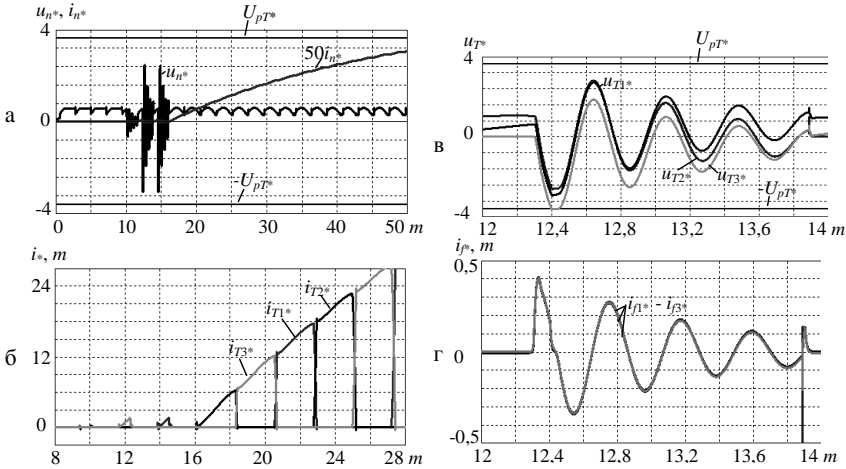


Рис. 5. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования при $T_{su} = 30^\circ$, $C_f = 2 \cdot 10^{-9}$ Ф, $L_n = 0,7$ Гн.

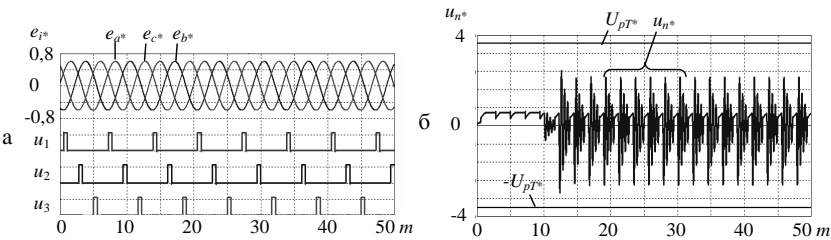


Рис. 6. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования при $T_{su} = 30^\circ$, $C_f = 2 \cdot 10^{-9}$ Ф, $L_n = 0,84$ Гн.

Исследуем выпрямитель с нулевой схемой преобразования при подключении дополнительного диода (рис. 1,а). Параметры схемы: $C_f = 4 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_f = 1,5$ кОм, $R_n = 20$ Ом, $L_n = 2$ Гн, $T_{su} = 10^\circ$.

На рис. 7,а показаны: e_i – фазные ЭДС источника, u_1, u_2, u_3 – импульсы управления тиристорами. На рис. 7,б – временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя без защитной цепи диода: u_{n*}, i_{n*} – напряже-

ние и ток нагрузки, U_{pT^*} – повторяющееся напряжение тиристора, U_{pD^*} – повторяющееся напряжение диода. На рис. 7,в показаны напряжение и ток нагрузки выпрямителя при защите диода RC-цепью (рис. 1,а): $C_{fd} = 1 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_{fd} = 400$ Ом.

Как видно из диаграмм, ток нагрузки не уменьшается до нуля на участках пауз в импульсах управления тиристорами. Резонанс напряжений отсутствует. Однако диод не может защитить нагрузку и тиристоры от коммутационных перенапряжений в момент окончания импульса управления (рис. 7,б). Защита срабатывает только после появления таких перенапряжений. Это связано с нелинейностью вольтамперной характеристики диода (большое сопротивление при токах близких к нулю). Если $U_{pD} < U_{pT}$ диод защищает тиристоры от перенапряжений. Коммутационные перенапряжения в момент окончания импульса управления тиристорами устраняются при применении $R_{fd}C_{fd}$ -цепи, которая защищает дополнительный вентиль, тиристоры и нагрузку.

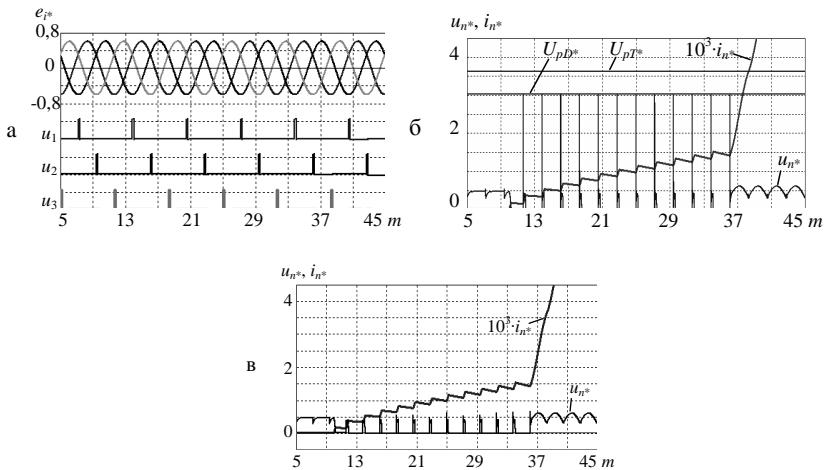


Рис. 7. Напряжения и токи выпрямителя с нулевой схемой преобразования и дополнительным диодом.

Исследуем мостовой выпрямитель с параметрами: $C_f = 2 \cdot 10^{-9}$ Ф; $R_f = 5$ кОм; $R_n = 20$ Ом.

Определим индуктивность нагрузки выпрямителя, при которой резонанс напряжений наступает при частоте, равной частоте пульсации нагрузки $f_o = 6 \cdot f_i = 900$ Гц.

Пренебрегаем активными сопротивлениями нагрузки, защитной цепи, источника, а также индуктивностью источника. Примем $Z_{T3} = \infty$. Ре-

зультирующая емкость защитных цепей тиристоров (рис. 1,б) $C_{fp} = 3 \cdot C_f / 2 = 3 \cdot 10^{-9}$ Ф. Резонанс напряжений наступает при индуктивности нагрузки

$$L_{np} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_o)^2 \cdot C_{fp}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 900)^2 \cdot 3 \cdot 10^{-9}} = 10,4 \text{ Гн.} \quad (5)$$

На рис. 8 показаны временные диаграммы напряжений и токов мостового выпрямителя при вдвоенных импульсах управления, $T_{su} = 30^\circ$, $t_B = 5$ мсек. Диоды не подключены.

Диаграммы записывались при параметрах схемы: б) $L_n = 1$ Гн, $\tau_n = 0,05$; в, г) $L_n = 6$ Гн, $\tau_n = 0,3$; д, е) $L_n = 10,4$ Гн, $\tau_n = 0,52$.

На диаграммах показаны: а) e_i – фазные ЭДС источника, su – импульсы управления тиристорами; б, в, д) u_n^* , i_n^* – напряжение и ток нагрузки; г, е) u_n^* – напряжение нагрузки, U_{pT^*} – повторяющееся напряжение тиристора, $u_{T1^*} - u_{T6^*}$ – напряжения на тиристорах.

Как видно из приведенных диаграмм, во вращающемся мостовом тиристорном преобразователе БСМ при управлении тиристорами вдвоенными короткими сигналами управления возможен резонанс напряжений с колебательным контуром "емкость защитных цепей тиристоров – индуктивность нагрузки" по частотам, кратным частоте пульсаций напряжения нагрузки, в соответствии с соотношением (5).

При определенных величинах частоты источника и результирующей емкости защитных цепей тиристоров резонанс напряжений возникает в связи с изменением эквивалентной индуктивности нагрузки преобразователя.

При величине эквивалентной индуктивности нагрузки $L_n \neq L_{np}$ (рис. 8,б) наблюдается надежное подключение тиристорного преобразователя.

При величине эквивалентной индуктивности нагрузки $L_n = L_{np}$ (рис. 8,д и рис. 8,е) наблюдается полный срыв работы преобразователя. При этом коммутационные перенапряжения незначительны.

При величинах L_n близких (но не равных) резонансной величине индуктивности нагрузки L_{np} (рис. 8,в и рис. 8,г) напряжения на последовательно включенных емкостях примерно равны между собой и могут достигать величины повторяющегося напряжения тиристора. При этом коммутационные перенапряжения на нагрузке преобразователя, вызванные резонансом напряжений, равны сумме напряжений на двух последовательно соединенных емкостях (например, C_{f1} и C_{f4} на рис. 1,б) и могут достигать величины, близкой двукратному повторяющемуся напряжению тиристора. Это может вызвать пробой изоляции обмотки возбуждения БСМ.

Как видно из рис. 8,д и рис. 8,е, кривые напряжений на нагрузке выпрямителя и на тиристорах несимметричны относительно оси абсцисс, что обусловлено реальными параметрами схемы (ЭДС источника, активные сопротивления, индуктивности).

Применение дополнительных диодов. Одно из возможных решений,

исключающих резонансные явления при запуске тиристорного выпрямителя, – применение дополнительных диодов.

Исследуем мостовой выпрямитель с дополнительными диодами и одиночными импульсами управления тиристорами.

Параметры схемы: $C_{fd} = 1 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_{fd} = 400$ Ом, $L_n = 10$ Гн, $T_{su} = 30^\circ$.
 Время подключения нагрузки $t_B = 5$ мс.

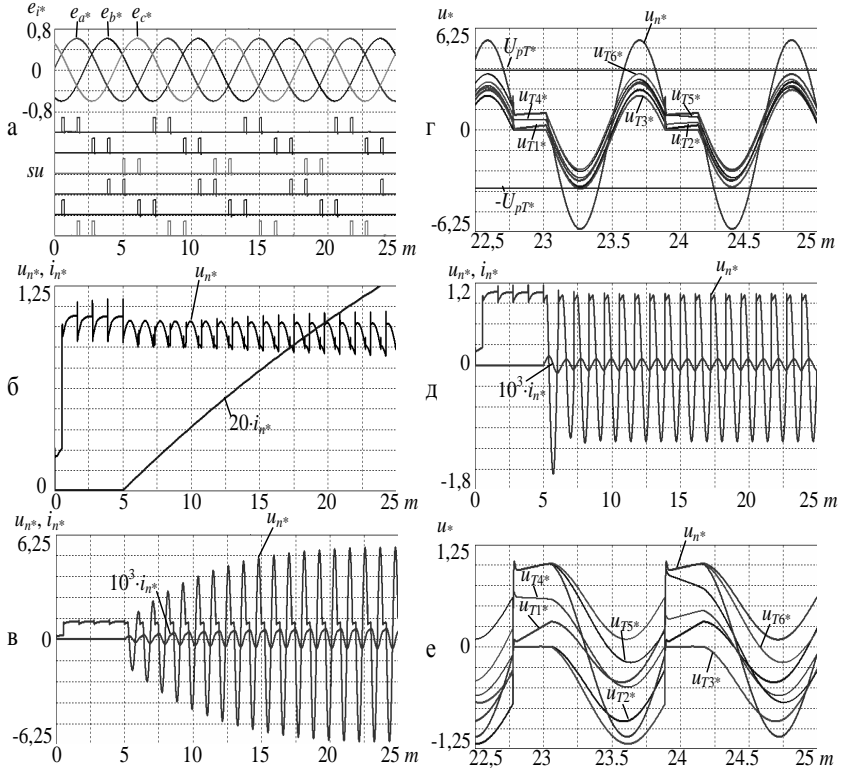


Рис. 8. Напряжения и токи мостового выпрямителя при двоянных импульсах управления.

На рис. 9 показаны: а) e_{a^*} , e_{b^*} , e_{c^*} – фазные ЭДС источника, su – импульсы управления тиристорами; б) u_n^* – напряжение нагрузки; в) i_n^* – ток нагрузки, i_{d2^*} – ток через диод D_{d2} .

Временные диаграммы напряжений и токов мостового тиристорного выпрямителя с дополнительными вентилями при одиночных коротких импульсах управления (рис. 9) полностью подтверждают работоспособ-

ность схемы. Дополнительные вентили автоматически запираются после запуска преобразователя и не включаются в рабочем режиме (рис. 9, в и г). Благодаря указанным свойствам преобразователя достигается упрощение устройства формирования импульсов управления, уменьшение потерь в цепи управления, повышается надежность системы управления и системы возбуждения синхронной машины в целом.

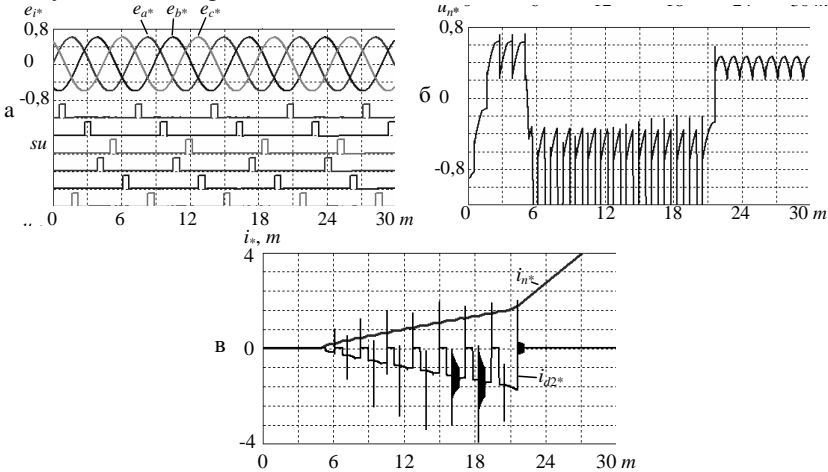


Рис. 9. Напряжения и токи мостового выпрямителя с дополнительными диодами и одиночными импульсами управления.

Выводы:

1. Во вращающихся тиристорных преобразователях БСМ возможен резонанс напряжений с колебательным контуром "емкость защитных цепей тиристоров – индуктивность нагрузки" по частотам, кратным частоте пульсаций напряжения нагрузки. Резонанс напряжений может привести к срыву работы тиристорного преобразователя с мостовой и нулевой схемами преобразования.
2. Наибольшие коммутационные перенапряжения на нагрузке трехфазного мостового тиристорного преобразователя, вызванные резонансом напряжений, могут достигнуть величины, близкой двукратной величине повторяющегося напряжения тиристора.
3. Разработанная схема запуска тиристоров мостового выпрямителя короткими одиночными импульсами позволяют упростить устройство формирования управляющих импульсов, уменьшить потери в цепи управления, повысить надежность системы управления и системы возбуждения БСМ в целом. Схема запуска тиристоров может быть применена в статических и электромашинно-вентильных преобразователях синхронных

машин.

4. Целесообразно исследование резонансных процессов в тиристорных преобразователях (выпрямителях и преобразователях частоты) машин двойного питания с учетом емкостных связей обмоток электрических машин.

Список литературы: 1. Беркович Е.И., Ковалев В.Н., Ковалев Ф.И. и др. Полупроводниковые выпрямители. – М.: Энергия, 1978. – 448 с. 2. Глебов И.А. Научные основы проектирования систем возбуждения мощных синхронных машин. – Л.: Наука, 1988. – С. 322. 3. Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Цюрила М.А. и др. Исследование моделей трехфазно-однофазных и трехфазно-трехфазных возбудителей бесконтактных машин двойного питания // Гидроэнергетика Украины. – 2006. – № 4. – С. 36-43. 4. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Айхофер Эрхард. Коммутационные перенапряжения вращающегося преобразователя бесконтактной синхронной машины в асинхронном режиме работы // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 6. 5. Быков Ю.М. Исследование электромагнитных процессов в тиристорных преобразователях с защитными РС-цепями // Электричество. – 1967. – № 9. – С. 62-66. 6. Писарев А.Л., Деткин Л.П. Управление тиристорными преобразователями (системы импульсно-фазового управления). – М.: Энергия, 1975. – 264 с. 7. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. – М.: Энергия, 1977. – 280 с. 8. Галиновский А.М., Ленская Е.А., Эрхард Айхофер. Методика расчета защитных цепей вентилей выпрямителя // Технічна електродинаміка. – 2005. – № 4. – С. 43-50. 9. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с. 10. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003 – 368 с. 11. Каньянский А.Е., Лысенко А.П., Полотовский Л.С. Теоретические основы электротехники. – М.: Высшая школа, 1972. – 448 с.

Поступила в редколлегию 24.08.2008