УДК 621.314.263

А. С. Григорян
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

А. Р. Мамутов, М. В. Пронин, А. Г. Воронцов
ОАО «Силовые машины»

Моделирование IGBT-преобразователей по взаимосвязанным подсистемам с учетом времени переключения транзисторов

Рассматривается методология для создания быстродействующих компьютерных моделей установок с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями моделирования систем по взаимосвязанным подсистемам. Разработан комплекс моделей различных установок в среде ComSim. В числе прочего созданы модели IGBT-преобразователей. Модели построены при определенных допущениях и упрощенных представлениях о системах. В большинстве случаев в моделях IGBT-преобразователей не учитываются конечное время переключения транзисторных ключей и особенности перехода ШИМ-преобразователей в режим работы с перемодуляцией. Представлено математическое описание автономного мостового трехфазного инвертора напряжения с учетом конечного времени переключения транзисторов. Построена компьютерная модель установки с автономным инвертором. Представлены результаты расчетов, подтверждающие целесообразность описанных уточнений модели инвертора. Разработанное математическое описание инвертора используется для уточнения моделей активных выпрямителей, преобразователей частоты и других устройств, входящих в созданный комплекс моделей.

Автономный инвертор напряжения, переключение транзисторов, «мертвое время», перемодуляция, моделирование

При разработке систем с мощными транзисторными преобразователями используются модели, построенные на допущениях и упрощенных представлениях. Одно из направлений моделирования, позволяющее минимизировать затраты машинного времени на расчеты, основано на математическом описании электрических систем по взаимосвязанным подсистемам [1]. В разработанном по этой методологии комплексе моделей [1]–[10] в преобразователях во многих случаях принимается равным нулю «мертвое время» при переключении модулей IGBT (dead time), упрощенно описываются процессы перехода в режим перемодуляции. Эти допущения вносят погрешности в результаты расчетов. В данной статье решается задача учета указанных особенностей IGBT-преобразователей на примере моделирования по подсистемам трехфазного автономного инвертора напряжения (АИН).

Процессы переключения модулей IGBT, «мертвое время» и перемодуляция. В полупроводниковых преобразователях (ПП) переключение транзисторов представляет собой процесс определенной длительности. В мостовых схемах, например в трехфазном АИН (рис. 1 – схема мостового трехфазного преобразователя), должна быть исключена возможность замыкания положительного и отрицательного полюсов фильтрового конденсатора. Процессы переключения транзисторов описаны в [11]. На рис. 2 (напряжения и ток транзистора при его отпирании) и на рис. 3 (напряжения и ток транзистора при его запирании) представлены напряжения и токи транзистора при его отпирании и запирании ($i_к$ – ток коллектора, $u_{к.-э}$ – напряжение «коллектор–эмиттер», $u_{у.э}$ – напряжение управляющего электрода).

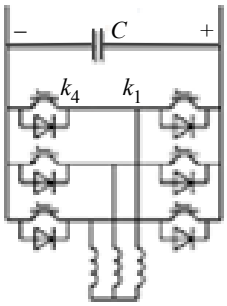

Рис. 1

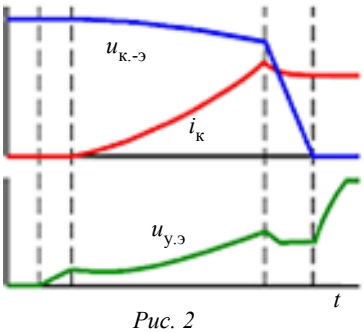

Рис. 2

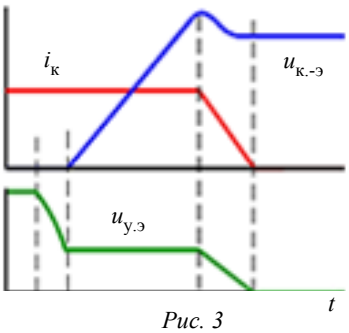

Рис. 3

Длительности процессов переключения транзисторов регулируются в разрешенных пределах изменением параметров цепей управления. Уменьшение активного сопротивления в цепи затвора позволяет сократить длительность переключения транзистора и уменьшить динамические потери энергии, но приводит к возникновению колебаний и перенапряжениям.

Замыкания положительного и отрицательного полюсов транзисторного моста исключаются при использовании «мертвого времени» между запиранием транзистора, подключенного к одному полюсу цепи выпрямленного напряжения, и отпиранием транзистора в той же фазе, подключенного к другому полюсу. «Мертвое время» вводится изменением длительностей импульсов управления каждой пары транзисторов моста, работающих в противофазе. В моделях ПП конечное время переключения транзисторов и «мертвое время» учитываются, как указано на рис. 4, на котором изображены опорное (пилообразное) напряжение $u_{оп}$, напряжение управления фазы $u_{уп}$, импульс управления одного транзистора k_n, импульс управления другого транзистора k_{n+3} той же фазы моста (n – номер фазы).

Как видно из рис. 4, в каждой паре транзисторов одной фазы моста между моментами исчезновения и появления импульсов управления вводится пауза длительностью t_d. В течение этой паузы оба транзистора фазы заперты, вне паузы открыт один из двух транзисторов.

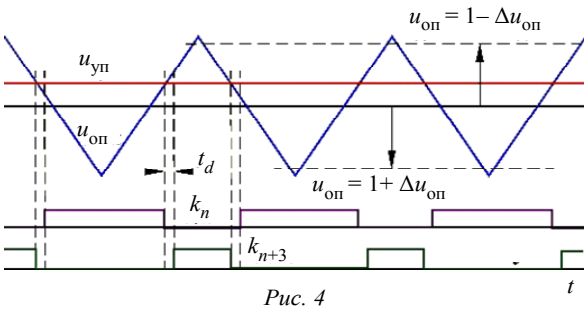

Рис. 4

В моделях ПП учет «мертвого времени» при переключении транзисторов осуществляется при использовании сигналов блокировки импульсов управления фаз B_{ln}

$$\left.\begin{array}{ll} \text{если импульсы блокированы, то} & B_{ln} = 1, \\ \text{иначе} & B_{ln} = 0. \end{array}\right\} \quad (1)$$

Конечное время переключения транзисторов оказывает влияние также на процессы в АИН при работе его с перемодуляцией. Если напряжение управления какой-либо фазы приближается по модулю к амплитуде опорного напряжения, то длительность включения и выключения транзистора уменьшается. Если она меньше «мертвого времени», то переключать транзисторы нецелесообразно. Эффективный диапазон изменения опорного напряжения сокращается на величину $2\Delta u_{оп}$. Если амплитуду опорного напряжения принять равной 1, то в соответствии с рис. 4 активная зона опорных напряжений находится в пределах от $-1 + \Delta u_{оп}$ до $1 - \Delta u_{оп}$. Величину $\Delta u_{оп}$ можно определить следующим образом:

$$T_{оп} = 1/f_{оп}, \quad \Delta u_{оп} = 2t_d / T_{оп}, \quad (2)$$

где $T_{оп}$ – период опорного напряжения.

Моделирование трехфазного АИН с учетом «мертвого времени» и перемодуляции. Расчетная схема автономного трехфазного инвертора напряжения (АИН) представлена на рис. 5. Система содержит цепь питания с источником постоянной ЭДС u_d, индуктивностью L_d, активным сопротивлением R_d и током i_d; конденсаторную батарею с емкостью C, активным сопротивлением R_c и током i_c; чоппер k_z ($k_z = 0$ – чоппер закрыт, $k_z = 1$ – чоппер открыт); защитный резистор с активным сопротивлением R_z и током i_z. Входной ток АИН i_{di}; состояние транзисторов описывается функциями k_n ($k_i = 0$ – транзистор закрыт, $k_n = 1$ – транзистор открыт). Нагрузка АИН содержит активные сопротивления $R_н$, индуктивности $L_н$. Фазы нагрузки имеют токи i_n и напряжения u_n ($n = 1, 2, 3$).

Математическое описание установки осуществляется при разделении расчетной схемы рис. 5 на подсхемы, связанные друг с другом зависимыми источниками напряжения и тока. При первоначальном разделении схемы на части конденсатор заменяется зависимым источником напряжения u_{rC}:

$$u_C += \frac{i_C \Delta t}{C}, \qquad u_{rC} = u_C + R_C i_C, \tag{3}$$

где Δt – шаг расчета по времени; u_C – напряжение конденсатора.

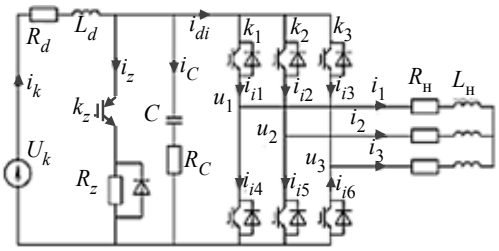

Рис. 5

Источник u_{rC} переносится в другие ветви схемы, соединенные в положительном полюсе цепи выпрямленного напряжения, – в ветвь источника питания, в цепь защиты от перенапряжений, в цепь входного тока АИН. Из цепи входного тока АИН этот источник переносится в плечи моста, подключенные к положительному полюсу. В результате выделяются подсхемы рис. 6, *а–е*, которые взаимосвязаны зависимыми источниками напряжения u_{rC} и тока i_C.

Подсхемы рис. 6 и их связи описываются следующими уравнениями.

Фазные ЭДС инвертора в зависимости от состояния импульсов управления транзисторами и наличия сигналов блокировки импульсов определяются условиями

$$\left.\begin{array}{ll} \text{если} \quad B_{ln} = 0, & \text{то} \quad e_n = k_n u_{rC}, \\ \text{иначе} & \left(\begin{array}{ll} \text{если} \quad i_n > 0, & \text{то} \quad e_n = 0, \\ \text{иначе} & e_n = u_{rC} \end{array}\right). \end{array}\right\} \tag{4}$$

В результате операций (4) подсхема АИН рис. 6, *г* преобразуется в подсхему рис. 6, *д*.

В ЭДС фаз e_n присутствуют составляющие нулевой последовательности. Они удаляются для упрощения последующего определения токов

$$e_0 = \left(e_1 + e_2 + e_3\right)/3, \quad u_n = e_n - e_0. \tag{5}$$

В результате подсхема рис. 6, *д* преобразуется в три подсхемы рис. 6, *е*.

Для подсхем рис. 6, *е* справедливы уравнения для определения токов фаз

$$\frac{di_n}{dt} = \frac{u_n - R_н i_n}{L_н}. \tag{6}$$

Токи в плечах транзисторного моста

$$\left.\begin{array}{ll} \text{если} \quad B_{ln} = 0, & \text{то} \quad i_{in} = k_n i_n, \quad i_{i,n+3} = (k_n - 1) i_n, \\ \text{иначе} & \left(\begin{array}{ll} \text{если} \quad i_n > 0, & \text{то} \quad i_{in} = 0, \quad i_{i,n+3} = -i_n, \\ \text{иначе} & i_{in} = i_n, \quad i_{i,n+3} = 0 \end{array}\right). \end{array}\right\} \tag{7}$$

Мгновенные значения токов i_{tn} во всех шести транзисторах и токов i_{dn} во всех шести обратных диодах определяются следующими условиями:

$$\left.\begin{array}{ll} \text{если} \quad i_{in} > 0, & \text{то} \quad i_{tn} = i_{in}, \quad i_{dn} = 0, \\ \text{иначе} & i_{tn} = 0, \quad i_{dn} = -i_{in}. \end{array}\right\} \tag{8}$$

Входной (выпрямленный) ток инвертора

$$i_{di} = i_{i1} + i_{i2} + i_{i3}. \tag{9}$$

Ток источника питания определяется из дифференциального уравнения

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{u_k - u_{rC} - R_d i_k}{L_d}. \tag{10}$$

Ток в цепи защиты от перенапряжений

$$i_z = k_z u_{rC} / R_z, \tag{11}$$

где $k_z = 1$, если u_{rC} превысило уставку защиты, и $k_z = 0$, если u_{rC} находится в допустимых границах.

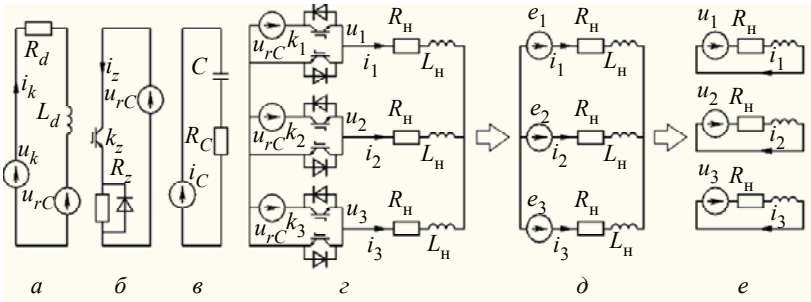

Рис. 6

Ток конденсаторной батареи

$$i_c = i_k - i_z - i_{di}. \qquad (12)$$

Регулирование тока нагрузки АИН и формирование импульсов управления транзисторами. В процессе расчета электромагнитных процессов в установке с АИН на каждом шаге интегрирования переменных по времени определяются мгновенные значения токов i_n в фазах нагрузки. Это позволяет определить и действующее значение токов фаз I с использованием апериодического фильтра

$$\begin{gathered} A = \sqrt{\left(i_1^2 + i_2^2 + i_3^2\right)/3}, \\ B_{t+\Delta t} = B_t + \left(A - B_t\right)\Delta t / T_I, \\ I = \sqrt{B_{t+\Delta t}}, \end{gathered} \qquad (13)$$

где A и B – промежуточные переменные; T_I – постоянная времени.

В одном из вариантов системы используется ПИ-регулятор тока нагрузки АИН. На его входы поступают сигналы по заданному I_z и фактическому I токам нагрузки. На выходе формируется амплитуда напряжения управления АИН U_{ym}. Регулятор описывается следующими выражениями:

$$\left.\begin{aligned} & U_{ym} = U_{yi,t} + (I_z - I)K_o, \\ & \text{если } U_{ym} < U_{ymx}, \text{ то } U_{yi,t+\Delta t} = \\ & = U_{yi,t} + (I_z - I)\Delta t\, K_i, \\ & \text{иначе} \qquad U_{ym} = U_{ymx}, \end{aligned}\right\} \qquad (14)$$

где U_{ymx} – ограничение амплитуды напряжения управления; K_i, K_o – коэффициенты обратных связей по интегралу и отклонению тока от заданного значения.

Мгновенные значения напряжений управления фаз АИН

$$\left.\begin{aligned} u_{y1} &= U_{ym}\sin\left(\omega_н t\right), \\ u_{y2} &= U_{ym}\sin\left(\omega_н t - 2\pi/3\right), \\ u_{y3} &= U_{ym}\sin\left(\omega_н t - 4\pi/3\right), \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

где t – время; $\omega_н$ – заданная угловая частота основных составляющих напряжений нагрузки.

Пилообразное опорное напряжение формируется по формулам

$$\left.\begin{aligned} & \tau_{оп,t+\Delta t} = \tau_{оп,t} + f_{оп}\Delta t, \\ & \text{если } \tau_{оп,t+\Delta t} > 0.5, \text{ то } \tau_{оп,t} = \tau_{оп,t+\Delta t} - 1, \\ & \text{иначе } \tau_{оп,t} = \tau_{оп,t+\Delta t}, \\ & u_{оп,t} = 4\left|\tau_{оп,t}\right| - 1, \end{aligned}\right\} \qquad (16)$$

где $f_{оп}$ – частота опорного напряжения; $\tau_{оп,t}$ – фаза опорного напряжения.

В рассматриваемой модели АИН предусмотрено преобразование пилообразного опорного напряжения в трапецеидальное напряжение для учета особенностей перехода в режим перемодуляции

$$\left.\begin{aligned} & \text{если } u_{оп,t+\Delta t} > 1 - \Delta u_{оп}, \\ & \text{то } u_{оп,t+\Delta t} = 1 - \Delta u_{оп,t}, \\ & \\ & \text{если } u_{оп,t+\Delta t} < -1 + \Delta u_{оп}, \\ & \text{то } u_{оп,t+\Delta t} = -1 + \Delta u_{оп,t}. \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

Состояния управляющих импульсов шести плеч моста определяются следующими выражениями (индекс времени не использован):

$$\left.\begin{aligned} & \text{если } u_{yn} > u_{оп}, \quad \text{то } K_n = 1, \quad K_{n+3} = 0, \\ & \text{иначе} \qquad\qquad\qquad K_n = 0, \quad K_{n+3} = 1. \end{aligned}\right\} \qquad (18)$$

В каждой фазе моста сигнал блокировки импульсов управления B_{ln} формируется в течение заданного времени t_d при каждом изменении состояния пары управляющих импульсов k_n и k_{n+3} фазы (n = 1, 2, 3):

$$\left.\begin{aligned} & \text{если } B_{ln} = 0, \text{ то } t_{bn,t} = 0, \\ & \text{если } k_{n,t+\Delta t} \neq k_{n,t}, \text{ то } t_{bn,t+\Delta t} = \\ & \qquad = t_{bn,t} + \Delta t, \quad B_{ln} = 1, \\ & \text{если } t_{bn,t+\Delta t} > t_d, \text{ то } B_{ln} = 0, \end{aligned}\right\} \qquad (19)$$

где $t_{bn,t}$ и $t_{bn,t+\Delta t}$ – время блокировки импульсов фазы n в предыдущий и последующий моменты.

Компьютерная модель АИН. При построении компьютерной модели системы с АИН система уравнений (1)–(19) сведена в единый алгоритм вычислений. Алгоритм – общий для всех моделей, построенных по методологии расчета систем по взаимосвязанным подсистемам [1]. Он включает в себя внутренний итерационный цикл расчета, в котором определяются параметры зависимых источников тока и напряжения, и внешний цикл интегрирования, в котором определяются мгновенные значения переменных при их изменении во времени. Модель построена на языке программирования C++ в среде ComSim.

Результаты расчета электромагнитных процессов в системе с АИН. Для оценки влияния «мертвого времени» на характеристики ПП выполнены расчеты электромагнитных процессов в АИН (см. рис. 5). Приняты следующие параметры системы. Источник питания имеет ЭДС 800 В, индуктивность 0.0005 Гн, активное сопротивление 0.01 Ом. В АИН емкость конденсатора 0.002 Ф, частота ШИМ 2000, 4000 и 8000 Гц.

Параметр	Значение								
Частота напряжений нагрузки, Гц	50			50			400		
Частота ШИМ, Гц	2000			4000			8000		
«Мертвое время», мкс	0	5	10	0	5	10	0	5	10
Выпрямленное напряжение, В	796.7	796.7	796.7	796.7	796.7	796.7	796.7	796.7	796.7
Напряжение фазы нагрузки, В	219.3	219.2	219.4	219.6	219.3	219.1	219.3	219.3	218.6
Ток фазы нагрузки, А	599.8	499.7	499.5	500.0	500.0	499.8	499.8	499.5	499.0
Амплитуда опорного напряжения, о. е.	0.999	0.980	0.959	0.999	0.959	0.920	0.999	0.920	0.839
Амплитуда напряжения управления, о. е.	0.675	0.694	0.712	0.676	0.713	0.750	0.673	0.750	0.834
Запас напряжения на регулирование, о. е.	0.324	0.286	0.247	0.323	0.246	0.170	0.326	0.170	0.005

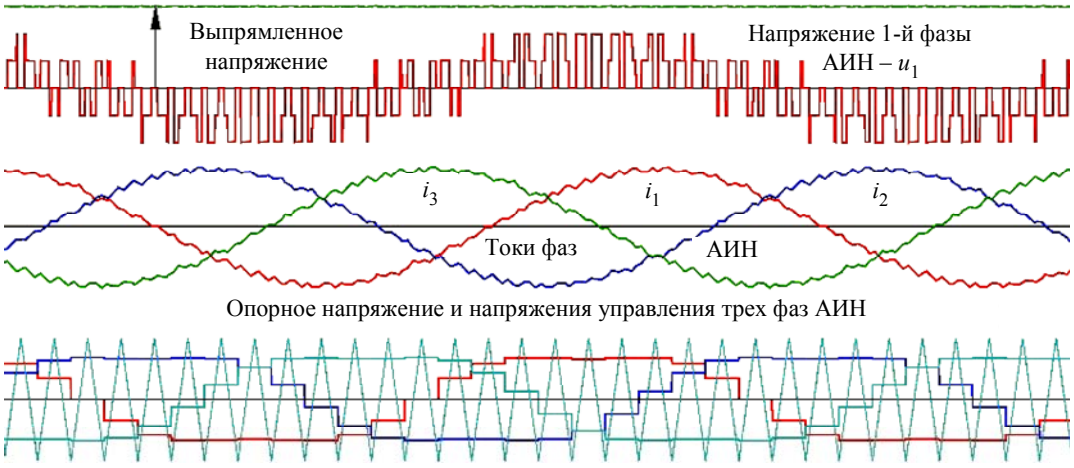

Рис. 7

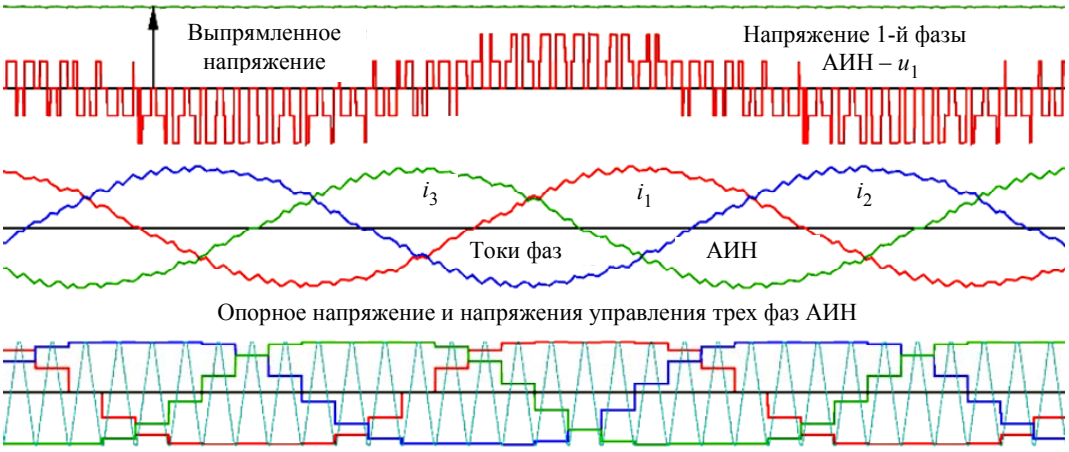

Рис. 8

Мощность нагрузки 329 кВ · А, cos φ = 0.8, напряжение 380 В, частота 50 и 400 Гц. В напряжения управления АИН введены составляющие нулевой последовательности с амплитудой 13 % от амплитуды основных гармоник. В таблице представлены результаты расчетов режимов работы АИН при «мертвом времени» 0, 5 и 10 мкс (в «мертвом времени» учтено не только время, в течение которого оба транзистора одной фазы АИН заперты, но частично и время переключения каждого транзистора). На рис. 7 и 8 представлены напряжения и токи АИН при частоте нагрузки 400 Гц и «мертвом времени», равном 0 и 10 мкс.

Из результатов расчетов видно, что при пренебрежении «мертвым временем» при переключении транзисторных модулей расчетный запас напряжения управления АИН на регулирование тока нагрузки – около 33 % в режиме синусоидальной ШИМ. Если расчет выполняется с учетом «мертвого времени», то запас на регулирование уменьшается и может полностью исчезнуть – АИН перейдет в режим работы с перемодуляцией. В рассмотренном примере влияние «мертвого времени» характеристики системы усиливается при увеличении частоты ШИМ от 2000 до 8000 Гц. Но и при сравнительно небольшой ча-

стоте ШИМ «мертвое время» оказывает заметное влияние на напряжение на выходе АИН.

Применимость описания инвертора в моделях других устройств. Математическое описание силовой части АИН идентично описанию силовой части активного выпрямителя (АВ). Их различия касаются только системы регулирования. Это позволяет использовать уточненное описание АИН при моделировании АВ. При моделировании преобразователей частоты с диодными, тиристорными и АВ, которые питают АИН, также может быть использовано представленное уточненное описание АИН. Результаты работы могут быть распространены и на многие другие схемы полупроводниковых преобразователей (многомостовые, многотактные и др.).

Выводы:

1. Для повышения точности расчетов электромагнитных процессов разработаны математическая и компьютерная модели системы с автономным инвертором напряжения с учетом конечной длительности переключения транзисторов.

2. В автономном инверторе напряжения, построенном на модулях IGBT, «мертвое время» при переключении транзисторов приводит к сокращению зоны работы преобразователя в режиме синусоидальной ШИМ и к снижению выходного напряжения. Более значительно это проявляется при повышенных частотах ШИМ.

Разработанное математическое описание автономного инвертора напряжения с учетом конечной длительности переключения транзисторов пригодно для использования при моделировании активных выпрямителей, преобразователей частоты, многомостовых систем и других устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пронин М. В., Воронцов А. Г. Электромеханотронные комплексы и их моделирование по взаимосвязанным подсистемам. СПб.: Ладога, 2017. 220 с.
2. Разработка, моделирование и исследование транзисторного преобразователя для питания сети 400 В, 50 Гц / И. А. Пименова, А. С. Григорян, М. В. Пронин, А. Г. Воронцов // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2015. № 5. С. 61–66.
3. Modeling a Transistor Converter-fed Permanent Magnet Poly-phase Machine and a Variable-frequency Drive Controller Under Non-sinusoidal Back-EMF Conditions / M. Pronin, O. Shonin, G. Gogolev, A. Vorontsov, S. Shopin // EPE 2009. Barcelona, Spain, 2009. P. 5279345.
4. Control Algorithms for a Multistage VSI-Fed Poly-Phase PMSM Electric Drive with Non-Sinusoidal Back-EMF / M. Pronin, O. Shonin, G. Gogolev, A. Vorontsov // EPE-PEMC 2010. Ohrid, Macedonia, 2010. P. 5606904.
5. A Pumped Storage Power Plant with Double-Fed Induction Machine and Cascaded Frequency Converter / M. Pronin, O. Shonin, A. Vorontsov, G. Gogolev // EPE 2011. Birmingem, En., 2011. P. 6020328.
6. Features of a Drive System for Pump-Storage Plant Applications based on the use of Double-Fed Induction Machine with a Multistage-Multilevel Frequency Converter / M. V. Pronin, O. B. Shonin, A. G. Vorontsov, G. A. Gogolev // EPE-PEMC 2012. Novi Sad, Serbia, 2012. P. 6397208.
7. Pronin M. V., Vorontsov A. G., Kuzin M. E. Simulation and investigation of a kinetic energy storage as part of EPS // EPE'14 ECCE EUROPE, 2014. Lappeenranta, Finland, 2014. P. 2033–2038.
8. Self-Excitation Systems of a Synchronous Generator with a bipolar and unipolar PWM DC-DC Converters / A. Grigoryan, I. Pimenova, M. Pronin, V. Shelyuh // EPE 2016. Karlsrue, Germany, 2016. P. 7695312.
9. A model of synchronous machine with a transistor exciter for analysis of normal operations, external and turn-to-turn faults / M. V. Pronin, A. G. Vorontsov, I. A. Pimenova, A. S. Grigoryan // IECON 2016. Firenze, Italy, 2016. P. 1441–1446.
10. High-speed models of systems with AC generators and modular multilevel converters / M. V. Pronin, A. S. Grigoryan, V. V. Glushakov, A. G. Vorontsov // IECON-2017. Beijing, China, 2017. P. 2534–2539.
11. Волович Г. Драйверы силовых ключей // Совр. электроника. 2007. № 8. С. 32–41.

A. S. Grigoryan
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»
A. R. Mamutov, M. V. Pronin, A. G. Vorontsov
OJSC «Power Machines»

MODELING OF IGBT-CONVERTERS BY INTERCONNECTED SUBSYSTEMS WITH CONSIDERING OF TRANSISTOR SWITCHING TIME

For creation of high-speed computer models of plants with electric machines and semiconductor converters the methodology of system modeling by interconnected subsystems is utilized. The complex of models of different plants was developed in the in-house environment ComSim. Among others the models of IGBT-converters were created. The models were built under certain assumption and simplified performance about systems. In many cases the final time of transistor switching and features of PWM-converters transition to an operation mode with overmodulation are not taken into account. In this paper a mathematical description of the three-phase voltage source inverter with considering of the final time of the transistor switching is presented. A computer model of the plant with the voltage source inverter is built. Calculation results, that proved advisability of described refinements of the inverter model, are presented. The developed mathematical description of the inverter is used for refinement of models of active rectifier, AC-AC converters and another plants, that included in the created model complex.

Voltage source inverter, transistor switching, dead time, overmodulation, modeling