



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 снабберных цепей

Для создания быстродействующих компьютерных моделей установок с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями используется методология 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 снабберные цепи, используемые для ограничения перенапряжений на транзисторных ключах. Представлено математическое описание автономного мостового трехфазного инвертора напряжения с учетом снабберных цепей и 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, перенапряжения, снабберные цепи, моделирование

При разработке систем с мощными полупроводниковыми преобразователями (ПП) используются математические модели, построенные на ряде допущений и упрощенных представлений. Одно из направлений моделирования, позволяющее минимизировать затраты машинного времени на расчеты, основано на описании электрических систем по взаимосвязанным подсистемам [1]. В разработанном по этой методологии комплексе моделей [1]–[11] в ПП обычно не учитываются снабберные цепи.

В полупроводниковых преобразователях снабберные цепи используются для ограничения перенапряжений полупроводниковых приборов при их переключении. На рис. 1 приведена осциллограмма тока и напряжения модуля IGBT при его запирании в силовом автономном инверторе

напряжения (АИН). Осциллограмма снята при выпрямленном напряжении ~ 800 В и токе в фазе ~ 500 А. По оси времени масштаб 500 нс/дел.

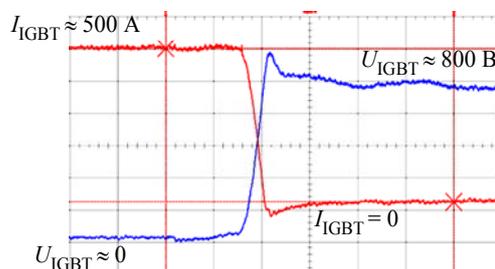


Рис. 1

Из осциллограммы видно, что в рассматриваемом случае при запирании модуля IGBT напряжение на нем восстанавливается приблизительно за 300 нс. При этом возникает перенапряжение около 20 %. Процесс затухания перенапряжения – аperiodический.

В некоторых других случаях при записании модулей IGBT возникают медленно затухающие колебания напряжений и токов, а также повышенные потери энергии в элементах преобразователя. Пренебрежение этими процессами ограничивает функциональные возможности моделей при анализе электромагнитных процессов. В данной статье решается задача учета снабберных цепей IGBT-преобразователей на примере моделирования АИН. При этом использовано ранее опубликованное математическое описание АИН с учетом конечного времени переключения транзисторов [2].

Модель АИН с учетом снабберных цепей. Трехфазный АИН является элементом многих установок (активные выпрямители, преобразователи частоты, системы с многостовыми преобразователями). На примере уточнения модели АИН, представленной в [2], рассматривается задача модернизации всего комплекса моделей [1]–[11], разработанных по методологии расчета систем по взаимосвязанным подсистемам. В данной публикации в АИН кроме учета конечного времени переключения модулей IGBT учитываются снабберные RC-цепи транзисторного моста.

Принято, что трехфазный транзисторный мост содержит три сдвоенных IGBT-модуля. Каждый модуль зашунтирован RC-цепью с емкостью C_i и активным сопротивлением R_i . При переключениях транзисторных модулей энергия, накапливаемая в магнитных полях шинных соединений, должна поглощаться в снабберных цепях для уменьшения перенапряжений на транзисторах. Указанная энергия шинных соединений определяется током и «паразитной индуктивностью» силовых шин L_h (эта индуктивность эквивалентна индуктивности разветвленной системы шин между фильтровыми конденсаторами в звене выпрямленного напряжения АИН и транзисторными модулями). При описанном представлении АИН все три снабберные цепи моста включены параллельно и их можно представить одной эквивалентной RC-цепью со следующими параметрами

$$C_s = 3C_i, \quad R_s = R_i/3. \quad (1)$$

Напряжение конденсаторов снабберных цепей равно u_{sC} , общий ток равен i_s , напряжение цепи в целом u_s . В индивидуальных снабберных цепях токи определяются выражением

$$i_{si} = i_s/3. \quad (2)$$

Схема системы с АИН с эквивалентной снабберной цепью представлена на рис. 2. Система содержит цепь питания с источником ЭДС e_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 ; защитный резистор с активным сопротивлением R_z и током i_z ; «паразитную» индуктивность силовых шин L_h с током i_h ; эквивалентную снабберную цепь с элементами C_s, R_s . Входной ток АИН с учетом снабберов i_{ds} , без учета снабберов i_{di} . Состояние транзисторов описывается функциями k_n ($k_n = 0$ – транзистор закрыт, $k_n = 1$ – транзистор открыт). Токи в плечах моста i_{in} ($n = 1, 2, \dots, 6$). Нагрузка АИН содержит активные сопротивления R_H , индуктивности L_H . Фазы нагрузки имеют токи i_n и напряжения u_n ($n = 1, 2, 3$).

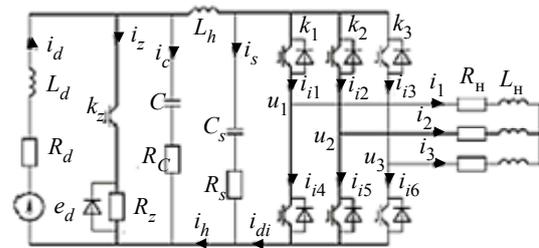


Рис. 2

Математическое описание установки осуществляется при разделении расчетной схемы (рис. 2) на подсхемы, взаимосвязанные друг с другом зависимыми источниками напряжения и тока.

Первоначальное разделение схемы на части осуществляется при замене фильтрового конденсатора C и снабберной цепи зависимыми источниками напряжения u_{rC} и u_s

$$\left. \begin{aligned} u_{C+} &= \frac{i_C \Delta t}{C}, & u_{rC} &= u_C + R_C i_C, \\ u_{Cs+} &= \frac{i_s \Delta t}{C_s}, & u_s &= u_{Cs} + R_s i_s, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

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

Источники u_{rC} и u_s переносятся в другие ветви схемы, соединенные в узлах схемы в положительном полюсе цепи выпрямленного напряжения. В результате выделяются подсхемы на рис. 3, взаимосвязанные зависимыми источниками. Токи, определенные в подсхемах с источниками напряжения, образуют источники, которые используются в подсхемах с зависимыми источниками тока.

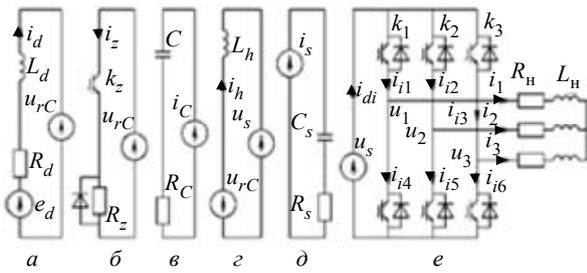


Рис. 3

Ток источника питания определяется из дифференциального уравнения подсхемы рис. 3, а:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{e_d - u_{rC} - R_d i_d}{L_d} \quad (4)$$

Ток в цепи защиты от перенапряжений подсхемы рис. 3, б:

$$i_z = k_z u_{rC} / R_z, \quad (5)$$

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

Ток конденсаторной батареи в подсхеме рис. 3, в:

$$i_C = i_k - i_z - i_{di}. \quad (6)$$

Ток в «паразитной» индуктивности шин в подсхеме рис. 3, г определяется из уравнения

$$\frac{di_h}{dt} = \frac{u_{rC} - u_{rC}}{L_h}. \quad (7)$$

Ток снабберной цепи в подсхеме рис. 3, д:

$$i_s = i_h - i_{di}. \quad (8)$$

В уравнении (8) ток АИН i_{di} определяется из математического описания подсхемы рис. 3, е. Для описания этой подсхемы осуществляется ее преобразование – источник напряжения u_s переносится в три плеча моста. При этом подсхема рис. 3, е преобразуется к виду рис. 4, а.

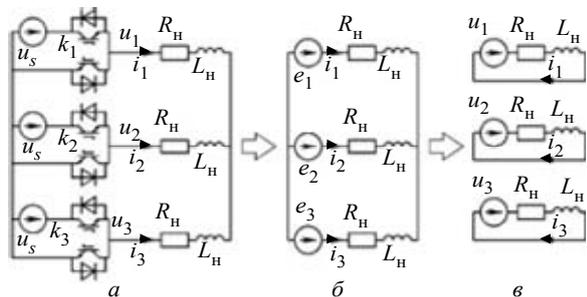


Рис. 4

Для исключения случаев короткого замыкания фильтрового конденсатора в цепи постоянного напряжения через полупроводниковые элементы АИН переключения транзисторов в плечах моста в каждой фазе выполняются с использованием бестоковой паузы. Для создания бестоковых

пауз в модель АИН в фазы вводятся функции блокировки импульсов B_{ln} ($n = 1, 2, 3$) [4].

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

$$\left. \begin{aligned} &\text{если } B_{ln} = 0, \text{ то } e_n = k_n u_s, \\ &\text{иначе } \left(\begin{aligned} &\text{если } i_n > 0, \text{ то } e_n = 0, \\ &\text{иначе } e_n = u_s \end{aligned} \right). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

В результате операций (9) подсхема АИН на рис. 4, а преобразуется в подсхему рис. 4, б.

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

$$e_0 = (e_1 + e_2 + e_3) / 3, \quad u_n = e_n - e_0. \quad (10)$$

В результате подсхема рис. 4, б преобразуется в три подсхемы рис. 4, в.

Для подсхем рис. 4, в справедливы уравнения для определения токов фаз

$$\frac{di_n}{dt} = \frac{u_n - R_H i_n}{L_H}. \quad (11)$$

Токи в плечах транзисторного моста

$$\left. \begin{aligned} &\text{если } B_{ln} = 0, \text{ то } i_{in} = k_n i_n, \quad i_{i, n+3} = (k_n - 1) i_n, \\ &\text{иначе } \left(\begin{aligned} &\text{если } i_n > 0, \text{ то } i_{in} = 0, \quad i_{i, n+3} = -i_n, \\ &\text{иначе } i_{in} = i_n, \quad i_{i, n+3} = 0 \end{aligned} \right). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

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

$$\left. \begin{aligned} &\text{если } i_{in} > 0, \text{ то } i_{in} = i_{in}, \quad i_{dn} = 0, \\ &\text{иначе } i_{in} = 0, \quad i_{dn} = -i_{in}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Входной (выпрямленный) ток инвертора

$$i_{di} = i_{i1} + i_{i2} + i_{i3}. \quad (14)$$

Регулирование тока нагрузки АИН и формирование импульсов управления транзисторами. Математическое описание систем регулирования тока нагрузки АИН, а также системы формирования импульсов управления транзисторами представлено в [2]. В описании, кроме прочего, учтено время переключения транзисторных модулей («мертвое время»).

Компьютерная модель АИН. При построении компьютерной модели системы с АИН уравнения (1)–(14), а также математическое описание системы управления объединены в едином алгоритме вы-

числений. 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. В некоторых частных случаях, в том числе в данном случае, итерационный цикл расчета исключается. Модель построена на языке программирования C++ в среде собственной разработки ComSim.

Необходимо отметить следующую особенность данной модели АИН. При малой «паразитной» индуктивности шин L_h при вычислениях тока i_h из уравнения (7) может возникнуть значительная погрешность, которая приведет к неустойчивости вычислительного процесса. При этом устойчивость

вычислений обеспечивается путем уменьшения шага интегрирования по времени.

Результаты расчета электромагнитных процессов в системе с АИН. Для оценки влияния параметров снабберных цепей на характеристики ПП выполнены расчеты электромагнитных процессов в АИН. Приняты следующие параметры системы (см. схему на рис. 2). Источник питания имеет ЭДС 660 В, индуктивность 0.0005 Гн, активное сопротивление 0.01 Ом. В АИН емкость фильтрового конденсатора 0.002 Ф, частота ШИМ 1500 Гц. Мощность нагрузки 329 кВт · А, $\cos \varphi = 0.8$, напряжение 380 В, частота 50 Гц. В напряжения управления АИН введены составляющие нулевой последовательности с амплитудой 13 % от амплитуды основных гармоник. Емкость эквивалентной снабберной цепи C_s 12 мкФ (4 мкФ на каждую пару транзисторов). Активное сопротивление эк-

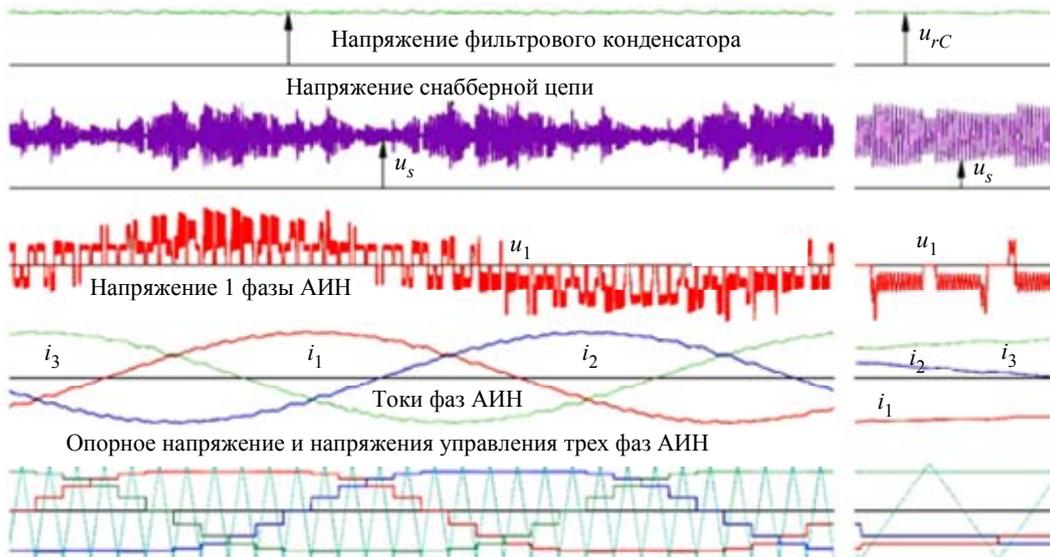


Рис. 5

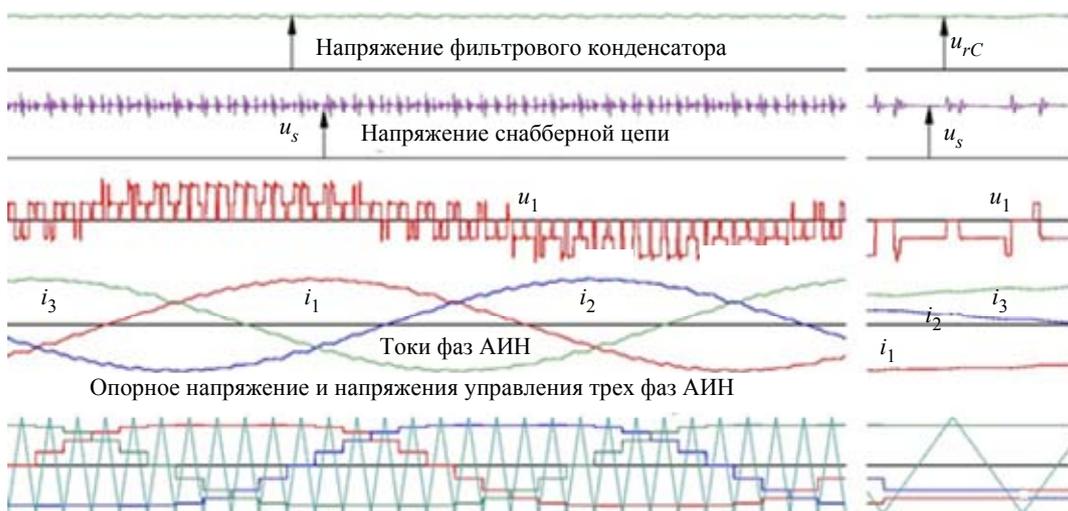


Рис. 6

вивалентной снабберной цепи R_s 0.001 Ом (0.003 Ом на каждую пару транзисторов). Паразитная индуктивность шин L_h 0.9 мкГн (данная индуктивность зависит от конструкции АИН, от качества шинных соединений). При переключении транзисторов в каждой фазе учитывается «мертвое время», принятое равным 1 мкс. На рис. 5 представлены напряжения и токи АИН.

Другой расчет выполнен при увеличении активного сопротивления эквивалентной снабберной цепи до 0.1 Ом. Результаты расчета представлены на рис. 6.

В двух рассмотренных случаях обеспечивается удовлетворительное регулирование напряжений и токов нагрузки АИН по основным гармоническим составляющим. Но при этом образуется резонансный контур, включающий в себя «паразитную» индуктивность шин, элементы снабберной цепи и фильтровой конденсатор АИН. Если активные сопротивления в резонансном контуре малы, то в нем возникают колебания токов и напряжений со значительной амплитудой (рис. 5). Затухают эти колебания медленно и каждая следующая коммутация транзисторных модулей поддерживает колебания. При увеличении активных сопротивлений эквивалентной снабберной цепи на два порядка (от 0.001 до 0.1 Ом) колебания токов и напряжений в указанной цепи затухают быстро – процессы затухания приближаются к аperiodическим.

Применимость описания инвертора в моделях других устройств. Математическое описание силовой части автономного мостового трехфазного инвертора идентично описанию силовой части активного выпрямителя. Их различия каса-

ются только системы регулирования. Это позволяет использовать представленное уточненное описание инвертора и при моделировании активного выпрямителя.

При моделировании преобразователей частоты с диодными, тиристорными и активными выпрямителями и автономными мостовыми инверторами напряжения также может быть использовано представленное уточненное описание инвертора напряжения.

Результаты работы могут быть распространены и на многое другие схемы полупроводниковых преобразователей (многомостовые, многотактные и др.).

На основании изложенного можно сделать выводы:

1. С целью повышения точности расчетов электромагнитных процессов разработаны математическая и компьютерная модели системы с автономным мостовым инвертором напряжения с учетом конечной длительности переключения транзисторов и снабберных цепей.

2. Разработанная модель автономного инвертора напряжения позволяет рассчитывать электромагнитные процессы в системе и оптимизировать параметры преобразователя с учетом снабберных цепей.

Разработанное математическое описание автономного инвертора напряжения с учетом снабберных цепей может быть использовано при моделировании активных выпрямителей, преобразователей частоты, многомостовых и других преобразователей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пронин М. В., Воронцов А. Г. Электромеханотронные комплексы и их моделирование по взаимосвязанным подсистемам. СПб.: Ладога, 2017. 220 с.

2. Моделирование IGBT-преобразователей по взаимосвязанным подсистемам с учетом времени переключения транзисторов / А. С. Григорян, А. Р. Мамутов, М. В. Пронин, А. Г. Воронцов // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2018. № 1. 49–54 с.

3. 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.

4. Modeling a Transistor Converter-fed Permanent Magnet Polyphase 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.

5. 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.

6. A Pumped Storage Power Plant with Double-Fed Induction Machine and Cascaded Frequency Converter / M. Pronin, O. Shonin, A. Vorontsov, G. Gogolev // EPE-2011, Birmingham, En. P. 6020328. URL: <http://www.epe2011.com/> (дата обращения: 01.09.2017).

7. 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.

8. 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.

9. 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. Karlsruhe, Germany, 2016. P. 7695312.

10. 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.

11. 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.

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 SNUBBER CIRCUITS

To create 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 in the in-house develop environment ComSim was developed. Among others models of IGBT-converters were created. The models were built under certain assumptions and simplified representations of systems. In most cases snubber circuits used for limitation of overvoltages on transistors are not taken into account in the models of the IGBT-converters. In this paper a mathematical description of a three-phase voltage source inverter with considering of the snubber circuits and total switching time of transistors is presented. The computer model of plant with voltage source inverter was constructed. Calculation results that proved advisability of described clarifications of the inverter model are presented. The developed mathematical description of inverter is used for elaboration of models of active rectifier, AC-AC converter and other devices, included in created model complex.

Voltage source inverter, transistor switching, overvoltages, snubber circuits, modeling

УДК 62-83 + 520.27

М. П. Белов, Ч. Х. Фьонг

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

Синтез системы управления следящими электроприводами крупного радиотелескопа с прогнозирующим управлением, использующим функции Лагерра

Рассматривается метод синтеза прогнозирующего цифрового регулятора, основанного на функциях Лагерра (МРС-Лагерра) для системы управления следящими электроприводами наведения крупного радиотелескопа РТ-70. Данный метод в применении для следящих электроприводных систем с упругими связями – новый. Описывается способ построения математической расширенной модели разветвленной четырехмассовой упругой системы, в которой контур тока и контур скорости внутренние. Представлен математический подход к управлению с прогнозирующей моделью на базе ортонормированных функций Лагерра, приводящих к уменьшению количества параметров, используемых для оптимизации управляющей траектории объекта. По сравнению с традиционным прогнозирующим регулятором использование регулятора МРС-Лагерра для систем управления следящими электроприводами, с точки зрения программирования, более простое. Выполнены расчеты регулятора МРС-Лагерра с помощью программы MATLAB/Simulink. При компьютерном моделировании произведены сравнения качества работы между регуляторами ПИД и МРС-Лагерра. Результаты сравнений показывают, что регулятор МРС-Лагерра имеет меньшую ошибку управления и более стабилен при работе системы управления следящими электроприводами.

Крупный радиотелескоп, управление с прогнозирующей моделью, функции Лагерра, следящий электропривод

Крупный радиотелескоп РТ-70 – это один из самых больших радиотелескопов в мире. Радиотелескоп подобного типа реализован рядом с Евпаторией (Россия), позднее – рядом с Уссурий-

ском на Дальнем Востоке, и еще один радиотелескоп данного вида есть в Узбекистане. Направление на заданную точку космического пространства обеспечивается в результате совместной ра-
