УДК 621.314

А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов, М.В. Балагуров, А.Р. Мансуров

Аналитическая модель АС-АС преобразователя, входящего в состав авиационной системы генерирования

Предложена аналитическая модель полупроводникового АС-АС преобразователя, реализуемая на основе метода переключающих функций. Описан метод формирования импульсов управления входного и выходного звеньев преобразователя. При заданных исходных данных поставлен математический эксперимент и приведены основные экспериментальные результаты.

Ключевые слова: преобразователь, широтно-импульсная модуляция, аналитическая модель.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-111-115

В последнее время к бортовым системам преобразования электрической энергии стали предъявляться требования, связанные с повышением показателей качества электрической энергии. Также немаловажно то, что массогабаритные показатели данных систем должны быть достаточно высокими [1, 2]. Существует много различных вариантов, позволяющих достичь совокупности этих факторов, одним из которых является применение модифицированной силовой схемы полупроводникового преобразователя, входящего в состав бортовой системы электроснабжения [3, 4]. Схемотехническое решение полупроводникового преобразователя переменного тока (рис. 1) позволяет минимизировать массогабаритные показатели путем исключения из звена постоянного тока силовой схемы реактивных элементов, в качестве которых в публикациях [5, 6] предлагается использовать внутренние индуктивности синхронного генератора, питающего систему генерирования электрической энергии.

Рассматриваемую схему можно разбить на две части: первичное звено и вторичное звено. В качестве

первичного звена используется шестифазный активный выпрямитель, построенный на базе двух трехфазных. В качестве вторичного звена применен трехфазный инвертор тока. Управление преобразователем осуществляется методом скалярной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). При проектировании силовой схемы полупроводникового преобразователя необходимо произвести расчет параметров схемы. Данную задачу можно решить двумя способами: аналитическое моделирование или имитационное моделирование. Имитационное моделирование данной схемы требует синтеза контуров замкнутой системы автоматического управления, что не требуется на этапе расчета параметров схемы и выбора элементов. Метод аналитического моделирования, используемый в этой статье, требует только описания процессов, происходящих в силовой схеме полупроводникового преобразователя. Применяемый метод аналитического моделирования описан в работе [7] и заключается в описании коммутационных функций полупроводникового преобразователя.

Рис. 1. Схема АС-АС преобразователя

Аналитическая модель активного выпрямителя

Для описания модели активного выпрямителя сначала необходимо составить эквивалентную схему замещения системы генерирования по входу (рис. 2) и записать уравнения фазных ЭДС синхронного генератора, питающего систему генерирования.

Рис. 2. Схема замещения преобразователя по входу

Запишем выражения, описывающие ЭДС фаз синхронного генератора:

$$e_{Г\Lambda 1}(t) = \sqrt{2} \cdot E_{СГ(RMS)} \cdot \sin(w_{\text{мод}} \cdot t), \quad (1)$$

$$e_{Г\Lambda 2}(t) = \sqrt{2} \cdot E_{СГ(RMS)} \cdot \sin\left(w_{\text{мод}} \cdot t - \frac{\pi}{6}\right), \quad (2)$$

где $w_{\text{мод}}$ – циклическая частота ЭДС синхронного генератора; $E_{СГ(RMS)}$ – действующее значение ЭДС генератора.

Так как преобразователь управляется методом скалярной ШИМ, то нужно описать опорные сигналы. Одним из способов описания опорных сигналов является применение обратных тригонометрических функций:

$$u_{\text{оп}1}(t) = -\frac{2}{\pi} \cdot \arcsin\left[\sin\left(f_{\text{оп}} \cdot 2\pi \cdot t + \frac{\pi}{2}\right)\right], \quad (3)$$

$$u_{\text{оп}2}(t) = -\frac{2}{\pi} \cdot \arcsin\left[\sin(f_{\text{оп}} \cdot 2\pi \cdot t)\right], \quad (4)$$

где $f_{\text{оп}}$ – частота опорных сигналов ШИМ; $u_{\text{оп}1}(t)$ – опорный сигнал первого выпрямителя; работающего от ЭДС $e_{Г\Lambda 1}(t)$, $e_{ГВ1}(t)$ и $e_{ГС1}(t)$ синхронного генератора, а $u_{\text{оп}2}(t)$ – опорный сигнал второго выпрямителя, который подключен к ЭДС $e_{Г\Lambda 2}(t)$, $e_{ГВ2}(t)$ и $e_{ГС2}(t)$. Предложенный алгоритм управления построен таким образом, что опорный сигнал $u_{\text{оп}2}(t)$ сдвинут по фазе относительно $u_{\text{оп}1}(t)$ на 90° (рис. 3).

Рис. 3. Опорные сигналы трехфазных активных выпрямителей

Следующим этапом описания аналитической модели является запись выражений, определяющих модулирующие сигналы активного выпрямителя. Для этого в соответствии с [3] вводятся коэффициенты K_y и K_{Π} :

$$K_y = \frac{E_{d(av)}}{E_{Г(RMS)} \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}, \quad (5)$$

$$K_{\Pi} = \frac{E_{d(av)} \cdot 2\pi \cdot f_{\text{мод}} \cdot L_{\Gamma}}{3 \cdot (E_{Г(RMS)})^2}. \quad (6)$$

Временные функции модулирующих сигналов трехфазных активных выпрямителей, образующих шестифазный выпрямитель, записаны при использовании выражений (5), (6).

$$u_{\text{мод}1}(t) = \frac{K_{\Pi} \cdot \cos(2\pi \cdot f_{\text{мод}} \cdot t)}{K_y} - \frac{\sin(2\pi \cdot f_{\text{мод}} \cdot t)}{K_y}, \quad (7)$$

$$u_{\text{мод}2}(t) = \frac{K_{\Pi} \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_{\text{мод}} \cdot t - \frac{\pi}{6}\right)}{K_y} - \frac{\sin\left(2\pi \cdot f_{\text{мод}} \cdot t - \frac{\pi}{6}\right)}{K_y}. \quad (8)$$

Коммутационные функции фаз активного выпрямителя описаны путем представления периодической последовательности прямоугольных импульсов в виде ряда Фурье. Выражения записаны для двух фаз шестифазного выпрямителя:

$$F_{A1}(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \cos(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{оп}} \cdot t) \times \frac{\sin\left(\frac{k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{оп}} \cdot t_{\text{имп}1}(t)}{2}\right)}{k} + \frac{t_{\text{имп}1}(t)}{T_{\text{оп}}}, \quad (9)$$

$$F_{A2}(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{k} \cos\left(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{оп}} \cdot \frac{T_{\text{оп}}}{4}\right) \times \sin\left(\frac{k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{оп}} \cdot t_{\text{имп}2}(t)}{2}\right) \right) \cdot \cos(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{оп}} \cdot t) + \left(\frac{1}{k} \sin\left(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{оп}} \cdot \frac{T_{\text{оп}}}{4}\right) \cdot \sin\left(\frac{k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{оп}} \cdot t_{\text{имп}2}(t)}{2}\right) \right) \times \sin(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{оп}} \cdot t) + \frac{t_{\text{имп}2}(t)}{T_{\text{оп}}}. \quad (10)$$

Так как длительности импульсов коммутационных функций модулируются по синусоидальному закону, то выражения записываются в следующем виде:

$$t_{\text{имп}1}(t) = T_{\text{оп}} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot u_{\text{мод}1}(t) + \frac{1}{2} \right), \quad (11)$$

$$t_{\text{имп}2}(t) = T_{\text{оп}} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot u_{\text{мод}2}(t) + \frac{1}{2} \right), \quad (12)$$

причем для всех длительностей импульсов должно выполняться следующее условие:

$$0 \leq t_{\text{имп}}(t) \leq T_{\text{оп}}, \quad (13)$$

где $T_{\text{оп}}$ – период опорных сигналов ШИМ активного выпрямителя.

Переключающие функции для остальных фаз выпрямителя записываются аналогичным образом, но имеют фазовые сдвиги. Временная зависимость коммутационной функции представлена на рис. 4. Зависимость представляет собой модулированную последовательность прямоугольных импульсов. Колебания на фронтах обусловлены ограниченным набором гармоник, использованных при расчетах в программном обеспечении MathCad.

Рис. 4. Переключающая функция фазы А1 шестифазного активного выпрямителя

Определим потенциалы фазных и нулевых точек синхронного генератора относительно эмиттеров транзисторов VT2, VT4, VT6, VT14, VT16, VT18:

$$\varphi_{A1}(t) = F_{A1}(t) \cdot E_{d(av)}, \quad (14)$$

$$\varphi_{B1}(t) = F_{B1}(t) \cdot E_{d(av)}, \quad (15)$$

$$\varphi_{C1}(t) = F_{C1}(t) \cdot E_{d(av)}, \quad (16)$$

$$\varphi_{01}(t) = \frac{\varphi_{A1}(t) + \varphi_{B1}(t) + \varphi_{C1}(t)}{3}. \quad (17)$$

Потенциалы $\varphi_{A2}(t)$, $\varphi_{B2}(t)$, $\varphi_{C2}(t)$ и $\varphi_{02}(t)$ определяются аналогичным образом.

Из потенциалов достаточно просто получить выражения для определения фазных напряжений активного выпрямителя. Напряжения для двух фаз выпрямителя:

$$u_{инвA1}(t) = \varphi_{A1}(t) - \varphi_{01}(t), \quad (18)$$

$$u_{инвA2}(t) = \varphi_{A2}(t) - \varphi_{02}(t). \quad (19)$$

Далее нужно определить коэффициенты ряда Фурье фазных напряжений. Выражения приведены для одной фазы А1:

$$a_{A1k} = \frac{2}{T} \int_{-\pi}^{\pi} u_{инвA1}(t) \cdot \cos(k \cdot \omega_{\text{мод}} \cdot t) dt, \quad (20)$$

$$b_{A1k} = \frac{2}{T} \int_{-\pi}^{\pi} u_{инвA1}(t) \cdot \sin(k \cdot \omega_{\text{мод}} \cdot t) dt. \quad (21)$$

Для остальных фазных напряжений коэффициенты ряда Фурье записываются аналогичным образом. Используя полученные коэффициенты, можно определить амплитуды гармонических составляющих фазного напряжения:

$$U_{инвA1(\text{max})}(k) = \sqrt{a_{A1k}^2 + b_{A1k}^2}. \quad (22)$$

Для определения фазного тока использован метод наложения. По схеме (рис. 2) определяются составляющие тока, определяемые каждым источником.

Составляющая тока, определяемая фазной ЭДС генератора:

$$i_{\Gamma A1}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot E_{\Gamma(\text{RMS})} \cdot \sin\left(\omega_{\text{мод}} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{мод}} \cdot L_{\Gamma}}. \quad (23)$$

Составляющая тока, обусловленная фазным напряжением активного выпрямителя:

$$i_{инвA1}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_{A1k} \cdot \cos\left(k \cdot \omega_{\text{мод}} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right)}{2 \pi \cdot k \cdot f_{\text{мод}} \cdot L_{\Gamma}} + \frac{b_{A1k} \cdot \sin\left(k \cdot \omega_{\text{мод}} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right)}{2 \pi \cdot k \cdot f_{\text{мод}} \cdot L_{\Gamma}}. \quad (24)$$

Ток фазы А1 активного выпрямителя можно получить путем сложения всех составляющих:

$$i_{A1}(t) = i_{\Gamma A1}(t) + i_{инвA1}(t). \quad (25)$$

Токи i_{B1} , i_{C1} , i_{A2} , i_{B2} , i_{C2} определяются аналогично току i_{A1} . Ток звена постоянного тока возможно получить из фазных токов активного выпрямителя и переключающих функций фаз:

$$i_{DC}(t) = -[F_{A1}(t) \cdot i_{A1}(t) + F_{B1}(t) \cdot i_{B1}(t) + F_{C1}(t) \cdot i_{C1}(t) + F_{A2}(t) \cdot i_{A2}(t) + F_{B2}(t) \cdot i_{B2}(t) + F_{C2}(t) \cdot i_{C2}(t)]. \quad (26)$$

Аналитическая модель трехфазного инвертора тока

Для описания модели инвертора тока нужно записать выражения для модулирующих сигналов и коммутационных функций фаз инвертора. Выражение, определяющее модулирующий сигнал, записано только для одной фазы, так как модулирующие сигналы для остальных фаз подобны, только имеют фазовый сдвиг:

$$u_{\text{мод(ИТ)A}}(t) = \sin(\omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot t). \quad (27)$$

Далее для описания коммутационных функций предлагается описать периодическую последовательность прямоугольных импульсов, используя разложение в ряд Фурье:

$$F_{\text{(ИТ)A}}(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \cos(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП(ИТ)}} \cdot t) \times \sin\left(\frac{k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП(ИТ)}} \cdot t_{\text{ИА(ИТ)}}(t)}{2}\right) + \frac{t_{\text{ИА(ИТ)}}(t)}{T_{\text{ОП(ИТ)}}}, \quad (28)$$

где длительность импульса $t_{\text{ИА(ИТ)}}(t)$ модулируется по модулю синусоидальной функции и записывается в виде следующего выражения:

$$t_{\text{ИА(ИТ)}}(t) = T_{\text{ОП(ИТ)}} \cdot |u_{\text{мод(ИТ)A}}(t)|, \quad (29)$$

где $T_{\text{ОП(ИТ)}}$ – период опорного сигнала ШИМ инвертора тока.

Затем нужно определить выражение, задающее знак коммутационной функции фазы А инвертора тока:

$$F_{\text{(ИТ)A(Sign)}}(t) = 2 \cdot \left[\frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \cos\left(k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot t - \frac{\pi \cdot k}{2}\right) \right] \times$$

$$\times \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot k}{2}\right)}{k} + \frac{1}{2} \left] - 1. \quad (30)$$

Переключающая функция фазы А инвертора тока получена, используя выражения (28)–(30):

$$F_{\text{комм. (ИТ)А}}(t) = F_{\text{(ИТ)А}}(t) \cdot F_{\text{(ИТ)А}}(\text{Sign})(t). \quad (31)$$

Фазные токи инвертора определяются путем умножения соответствующих коммутационных функций на ток звена постоянного тока:

$$i_{\text{(ИТ)А}}(t) = i_{\text{DC}}(t) \cdot F_{\text{комм. (ИТ)А}}(t). \quad (32)$$

Далее определены амплитуды гармоник фазного тока:

$$I_{\text{(ИТ)А(max)}}(k) = \sqrt{a_k^2(i_{\text{(ИТ)А}}) + b_k^2(i_{\text{(ИТ)А}})}, \quad (33)$$

где $a_k(i_{\text{(ИТ)А}})$ и $b_k(i_{\text{(ИТ)А}})$ – коэффициенты ряда Фурье тока инвертора, k – номер гармоники.

Фазные напряжения нагрузки вычисляются по закону Ома, используя схему замещения (рис. 5).

Рис. 5. Эквивалентная схема одной фазы преобразователя по выходу

На схеме замещения (см. рис. 5) введены следующие обозначения: $i_{\text{(ИТ)}}(t)$ – фазный ток инвертора тока; C – фильтрующий конденсатор инвертора тока; L_n и R_n – соответственно индуктивность и активное сопротивление нагрузки. Для определения токов и напряжений получено выражение для расчета полного комплексного сопротивления и его модуля:

$$Z_{\text{эkv}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}}) = \frac{(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot L_{\text{H(A)}} + R_{\text{H(A)}})}{j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot C_1} \times \frac{1}{j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot L_{\text{H(A)}} + R_{\text{H(A)}} + \frac{1}{j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot C_1}}, \quad (34)$$

$$\begin{aligned} |Z_{\text{эkv}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})| &= \left[\left[\text{Re}(Z_{\text{эkv}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})) \right]^2 + \right. \\ &\quad \left. + \left[\text{Im}(Z_{\text{эkv}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})) \right]^2 \right]^{0,5}. \end{aligned} \quad (35)$$

Используя эквивалентное комплексное сопротивление и коэффициенты ряда Фурье, рассчитываются фазные напряжения нагрузки:

$$\begin{aligned} u_{\text{нагр.А}}(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} \left[Z_{\text{эkv}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}}) \right] \times \\ &\quad \times \left(a_k(i_{\text{(ИТ)А}}) \cdot \cos\left(k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot t - \frac{\pi}{2} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \arctg \frac{\text{Im}[Z_{\text{эkv}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})]}{\text{Re}[Z_{\text{эkv}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})]} \right) \right] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ b_k(i_{\text{(ИТ)А}}) \cdot \sin\left(k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot t - \frac{\pi}{2} + \right. \\ &\quad \left. + \arctg \frac{\text{Im}[Z_{\text{эkv}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})]}{\text{Re}[Z_{\text{эkv}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})]} \right) \left. \right]. \end{aligned} \quad (36)$$

Далее определены амплитуды гармонических составляющих выходного напряжения:

$$u_{\text{нагр.А(max)}}(k) = \sqrt{a_k^2(u_{\text{нагр.А}}) + b_k^2(u_{\text{нагр.А}})}, \quad (37)$$

где $a_k(u_{\text{нагр.А}})$ и $b_k(u_{\text{нагр.А}})$ – коэффициенты ряда Фурье напряжения нагрузки; k – номер гармоники.

Для вычисления коэффициента гармоник выходного напряжения системы генерирования нужно сумму высших гармоник разделить на амплитуду первой гармоники напряжения:

$$K_{\text{Гарм.}(u_{\text{нагр.}})} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} u_{\text{нагр.А(max)}}(k)}{u_{\text{нагр.А(max)}}(1)}. \quad (38)$$

Фазный ток нагрузки рассчитан, используя комплексное сопротивление нагрузки и спектр фазного напряжения:

$$\begin{aligned} i_{\text{нагр.А}}(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{a_k(u_{\text{нагр.А}})}{|Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})|} \right] \times \\ &\quad \times \cos\left(k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot t - \arctg \frac{\text{Im}[Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})]}{\text{Re}[Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})]} \right) + \\ &\quad + \frac{b_k(u_{\text{нагр.А}})}{|Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})|} \cdot \sin\left(k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}} \cdot t - \right. \\ &\quad \left. - \arctg \frac{\text{Im}[Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})]}{\text{Re}[Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{мод(ИТ)}})]} \right) \left. \right]. \end{aligned} \quad (39)$$

Результаты моделирования

Для моделирования были заданы параметры системы генерирования (таблица).

Используя разработанную аналитическую модель, с помощью программного обеспечения MathCad были произведены расчеты.

Токи, потребляемые от синхронного генератора, по форме близки к синусоиде, что обеспечивает высокий входной коэффициент мощности преобразователя. Фазные напряжения нагрузки имеют синусоидальную форму с наличием высокочастотных гармоник (рис. 6, 7). Высокочастотные гармонические составляющие напряжения обусловлены коммутационными процессами, происходящими в силовой схеме. Также из-за отсутствия реактивных элементов в звене постоянного тока через выходные конденсаторы замыкаются высокочастотные гармоники звена постоянного тока. Так как эквивалентная частота гармоник звена постоянного тока в два раза выше частоты коммутации транзисторов инвертора

тока, то замыкание гармоник звена постоянного тока через выходной фильтр не требует существенного увеличения емкости выходных конденсаторов.

Параметры силовой схемы

№	Наименование параметра, обозначение	Значение	Единица измерения
1	Полная мощность нагрузки $S_{\text{нагр}}$	26	кВА
2	$\cos(\varphi_{\text{нагр}})$	0,9	
3	Номинальное выходное напряжение $U_{\text{нагр(ном)}}$	115	В
4	Частота выходного напряжения f	400	Гц
5	Действующее значение фазной ЭДС генератора	80	В
6	Эквивалентная индуктивность фазы генератора L_{Γ}	100	мкГн
7	Частота ЭДС генератора $f_{\text{мод}}$	800	Гц
8	Частота коммутации транзисторов активного выпрямителя $f_{\text{оп}}$	30	кГц
9	Частота коммутации транзисторов инвертора тока $f_{\text{оп(ит)}}$	30	кГц

Рис. 6. Спектр выходного напряжения

Рис. 7. Высокочастотная область спектра выходного напряжения

Выводы

1. Разработанная модель позволяет определить формы токов и напряжений в силовой схеме преобразователя. Также возможно определение спектрального состава и коэффициента гармоник.

2. Аналитическая модель по сравнению с имитационной упрощает процесс проектирования силовой схемы, так как для расчетов не требуется синтезировать контуры замкнутой системы автоматического управления.

Работа выполнена по проекту №15-38-50701 «Разработка аналитической модели полупроводникового преобразователя, входящего в состав авиационной системы генерирования переменного тока».

Литература

1. Гарганеев А.Г. Техничко-экономические оценки создания самолета с полностью электрифицированным оборудованием / А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 2(20). – С. 179–184.
2. Гарганеев А.Г. Перспективные системы электропитания самолета с полностью электрифицированным

оборудованием / А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 2(20). – С. 185–192.

3. Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.

4. Левин А.В. Электрический самолет. Концепция и технологии / А.В. Левин, С.М. Мусин, С.А. Харитонов и др. – Уфа: УГАТУ, 2014. – 388 с.

5. Kharitonov S.A. AC-AC converter without passive elements in DC link / S.A. Kharitonov, M.V. Balagurov, P.A. Bachurin // XIII International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2012: proc., Altai, Erlagol, 2–6 July 2012. – Novosibirsk: NSTU, 2012. – P. 327–329.

6. Kharitonov S.A. AC-AC converter based on six-phase active rectifier and current source inverter / S.A. Kharitonov, M.V. Balagurov, P.A. Bachurin // XIV International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2013: proc., Altai, Erlagol, 1–5 July 2013. – Novosibirsk: NSTU, 2013. – P. 259–260.

7. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учеб. пособие. – М.: МЭИ, 2009. – 56 с.

Гарганеев Александр Георгиевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. электротехнических комплексов и материалов Томского политехнического университета

Тел.: 8 (382-2) 41-47-69

Эл. почта: garganeev@rambler.ru

Харитонов Сергей Александрович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)

Тел.: 8 (383-3) 46-08-66

Эл. почта: Kharit1@yandex.ru

Балагуров Максим Владимирович

Ассистент каф. электроники и электротехники НГТУ

Тел.: 8-923-244-27-64

Эл. почта: balagurovmaxim@gmail.com

Мансуров Абилямсур Рафаильевич

Студент каф. электроники и электротехники НГТУ

Тел.: 8-913-942-63-88

Эл. почта: pugnack@gmail.com

Garganeev A.G., Kharitonov S.A., Balagurov M.V., Mansurov A.R.

Analytical model of AC-AC converter as a component of the aircraft power generation system

An analytical model of the semiconductor AC-AC converter based on the switching functions is proposed. A control method for an input and output units of the converter is described. The mathematical experiment was made for given initial data and some experimental results are presented.

Keywords: converter, pulse-width modulation, the analytical model.