

УДК 621.314

**К ИССЛЕДОВАНИЮ УСТОЙЧИВОСТИ АГРЕГАТИРОВАННОЙ
СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
С КАСКАДНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ДВУХ
ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ**

А.И. Андриянов, М.В. Баранчиков

Брянский государственный технический университет

Статья посвящена вопросам исследования устойчивости агрегатированной системы электропитания, состоящей из двух каскадно включенных непосредственных понижающих преобразователей постоянного напряжения, способных работать автономно и оснащенных индивидуальными системами управления на основе широтно-импульсной модуляции первого рода. Одной из важных проблем, решаемых при проектировании таких систем, является проблема обеспечения их устойчивости. На сегодняшний день при разработке данных систем в основном используется малосигнальное моделирование, что приводит к потере информации о нелинейностях системы. Целью работы является исследование устойчивости основного режима работы с применением различных подходов. Исследование устойчивости проводилось: с использованием малосигнальной линеаризованной электрической модели; с использованием нелинейной имитационной модели в верифицированном программном обеспечении; с использованием векторно-матричной нелинейной динамической модели в виде отображения Пуанкаре. Предложена малосигнальная линеаризованная электрическая модель исследуемого объекта и представлены выражения для расчета ее параметров. В пространстве двух параметров построены карта областей устойчивости системы и диаграмма размаха колебаний выходного напряжения. Показано, что границы устойчивости, рассчитанные с помощью малосигнальной линеаризованной электрической модели и векторно-матричной нелинейной динамической модели, не совпадают. Показано, что возможна ситуация, когда малосигнальная линеаризованная электрическая модель показывает неустойчивость системы, а нелинейная динамическая модель демонстрирует устойчивость желаемого динамического режима. Ранее подобные ситуации в литературе описаны не были. Анализ малосигнальных частотных характеристик показал, что их применение не всегда позволяет корректно анализировать устойчивость агрегатированной системы электропитания вблизи границы устойчивости, что может быть важно для быстродействующих систем.

Ключевые слова: непосредственный понижающий преобразователь напряжения, агрегатированная система электропитания, устойчивость, метод точечных отображений, малосигнальное моделирование, нелинейная динамическая модель, частотная характеристика.

DOI: 10.17212/1727-2769-2025-1-14-34

Введение

Современные системы электропитания, применяемые в промышленности для обеспечения электроэнергией различных устройств, часто являются

агрегатированными системами, включающими в себя определенное количество электропреобразовательных модулей, соединенных по той или иной схеме [1–6]. При этом модульный подход к построению агрегатированных систем электропитания (АСЭП) обеспечивает их масштабируемость в зависимости от требуемых параметров (мощности нагрузки, выходного напряжения и т. п.).

Электропреобразовательные модули, используемые в составе АСЭП, как правило, являются унифицированными и могут поставляться различными производителями, что иногда создает определенные проблемы на этапе проектирования таких систем. В АСЭП, обеспечивающих каскадное преобразование постоянного напряжения, используются стабилизированные импульсные преобразователи постоянного напряжения в постоянное (далее электропреобразовательные модули постоянного напряжения (ЭМПН)). Каждый такой преобразователь строится как замкнутая система автоматического управления, обеспечивающая регулирование по отклонению выходного напряжения с целью стабилизации данной физической величины [7, 8]. Производители ЭМПН, как правило, обеспечивают их устойчивость в заданных диапазонах изменения входного напряжения и сопротивления нагрузки, но при этом неизвестно, как поведет себя такой преобразователь, работая в составе агрегатированной АСЭП. В [1] отмечается, что АСЭП, построенная на основе нескольких устойчивых ЭМПН, может быть неустойчивой из-за специфического сочетания параметров модулей.

Анализ устойчивости АСЭП и ЭМПН сопряжен с трудностями, обусловленными особенностями таких систем. Как известно, импульсные преобразователи напряжения с обратной связью являются нелинейными дискретными системами [9–13], для которых при определенных обстоятельствах характерно возникновение колебаний фазовых переменных значительной амплитуды. Для анализа устойчивости ЭМПН и импульсных АСЭП могут использоваться как малосигнальные, усредненные, линеаризованные модели, так и нелинейные динамические модели [9–13].

При использовании первого подхода при анализе устойчивости АСЭП требуется обращать внимание на частотные зависимости входного и выходного операторных сопротивлений, измеренных в заданной рабочей точке. Так, например, для устойчивости двух каскадно включенных ЭМПН необходимо, чтобы амплитудно-фазочастотная характеристика (АФЧХ) соотношения $Z_{\text{вых}}(s)/Z_{\text{вх}}(s)$ не огибала точку $(-1, 0)$ на комплексной плоскости, что аналогично критерию Найквиста, традиционно применяемому при анализе устойчивости замкнутой системы автоматического управления по АФЧХ разомкнутой. Здесь $Z_{\text{вых}}(s)$ – выходное операторное сопротивление первого каскада, а $Z_{\text{вх}}(s)$ – входное операторное сопротивление второго каскада. Но, как показано в [13], на примере преобразователя постоянного напряжения с входным фильтром, указанный критерий (в приведенной выше формулировке) при определенных условиях дает неверные результаты, в связи с чем требуются его дальнейшие исследования. В данной работе АСЭП будет рассматриваться как многомер-

ная система автоматического управления, относящаяся к системам несвязанного управления, т. е. когда каждое устройство управления управляет какой-то одной переменной (в данном случае выходное напряжение ЭМПН) и не связано напрямую с другими устройствами управления, а взаимодействует с ними только через объект управления [14].

Как отмечалось ранее, АСЭП, как и отдельные ЭМПН, являются нелинейными динамическими системами, поэтому применение малосигнальных, линеаризованных, усредненных моделей не всегда позволяет предсказать возможность возникновения нежелательных режимов работы. Например, в [1] для повышения точности анализа ЭМПН в частотной области предлагалось снимать малосигнальные частотные характеристики разомкнутого контура в заданной рабочей точке нелинейных имитационных моделей ЭМПН в верифицированных программных комплексах имитационного моделирования типа LTSpice, FastMean, что позволило получать более корректные частотные зависимости. Данный подход будет применен в данной работе и для анализа АСЭП.

В то же время более точные результаты дает анализ ЭМПН с использованием метода точечных отображений, где устойчивость неподвижной точки желаемого однократного режима оценивается на основе мультипликаторов матрицы монодромии [9, 12]. Но при этом стоит заметить, что метод точечных отображений предполагает анализ ЭМПН во временной области, что связано с расчетом множества переходных процессов.

Объектом исследования в данной работе является АСЭП, состоящая из двух каскадно включенных непосредственных понижающих преобразователей напряжения, каждый из которых имеет разные параметры и индивидуальную систему управления на основе широтно-импульсной модуляции первого рода.

Предметом исследования является устойчивость АСЭП, состоящей из двух каскадно включенных непосредственных понижающих преобразователей напряжения. Анализироваться устойчивость рассматриваемой системы будет с использованием различных подходов с выявлением их преимуществ и недостатков.

1. Описание агрегатированной системы электропитания с двумя каскадами преобразования

Рассматриваемая в данной работе АСЭП имеет каскадную схему включения ЭМПН (рис. 1) и состоит из двух непосредственных понижающих преобразователей напряжения с системой управления на основе пропорционального регулятора (П-регулятора).

АСЭП на рис. 1 содержит: $U_{вх}$ – источник входного напряжения с напряжением $u_{вх}$, дроссели L_i с активными сопротивлениями R_{Li} и индуктивностями L_i , конденсаторы C_i с активными сопротивлениями R_{Ci} и емкостями C_i , диоды VD_i , транзисторы VT_i , усилители цепи обратной связи UOC_i с коэффициентами усиления β_i , драйверы силового ключа DP_i , пропорциональные регуляторы P_i с коэффициентами K_i , задающие

(тактовые) генераторы $ЗГ_i$, генераторы пилообразных развертывающих сигналов $ГПРС_i$ с амплитудами выходных сигналов $U_{грн\ i\ m}$, устройства выборки-хранения $УВХ_i$, компараторы K_i , где $i = 1, 2$ – номер преобразователя на схеме (рис. 1). При этом соотношение частот импульсов задающих генераторов назовем кратностью квантования $q = f_{зг2} / f_{зг1}$, где $f_{зг\ i} = 1 / T_i$, а T_i – длительность тактового интервала i -го преобразователя.

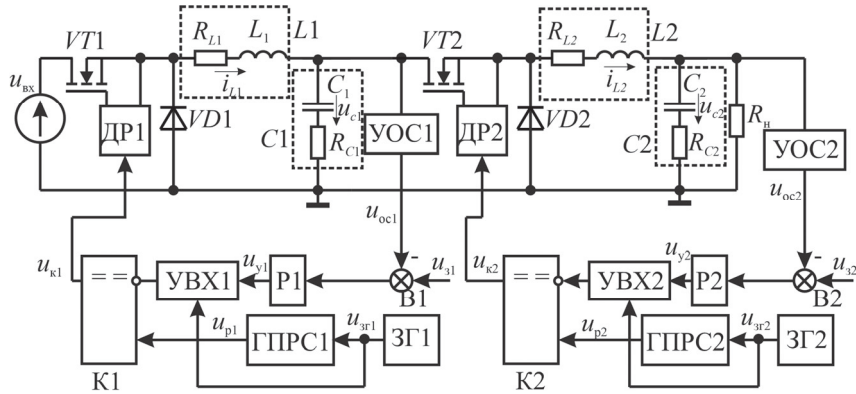


Рис. 1 – Агрегатированная система электропитания с двумя каскадами преобразования

Fig. 1 – Aggregated power supply system with two conversion stages

На рис. 2 приведены временные диаграммы, поясняющие работу АСЭП в одном из возможных режимов при кратности квантования $q = 2$. Ширина импульсов управления ($u_{к1}$, $u_{к2}$) поступающих на драйверы ДР с выходов компараторов К1 и К2 ($t_{и1}$ и $t_{и2}$) зависит от значения сигналов управления после регуляторов (u_{y1} и u_{y2}) в дискретные моменты времени (широтно-импульсная модуляция первого рода [11]): для первого преобразователя – $(p-1)T$, где $p = 1, 2, 3, \dots$ – номер тактового интервала; для второго преобразователя – $(k-1)T$, где $k = 1, 2, 3, \dots$ – номер тактового интервала. Значения сигналов управления в дискретные моменты времени сравниваются компараторами К1, К2 с пилообразными развертывающими напряжениями $u_{п1}$ и $u_{п2}$.

Как известно, при работе понижающего преобразователя постоянного напряжения происходит постоянное переключение силового транзистора и силового диода, что, изменяя длительность открытого состояния силового ключа (широтно-импульсная модуляция (ШИМ)), позволяет регулировать энергетический поток, поступающий в нагрузку. При этом, когда транзистор включен, – диод выключен. И наоборот. Рассмотрим более подробно работу второго преобразователя на k -м тактовом интервале, который начинается в момент $(k-1)T_2$. Считаем, что преобразователь может работать в режиме прерывистого тока дросселя, хотя в данной работе при моделировании будет рассмотрен только режим непрерывного тока.

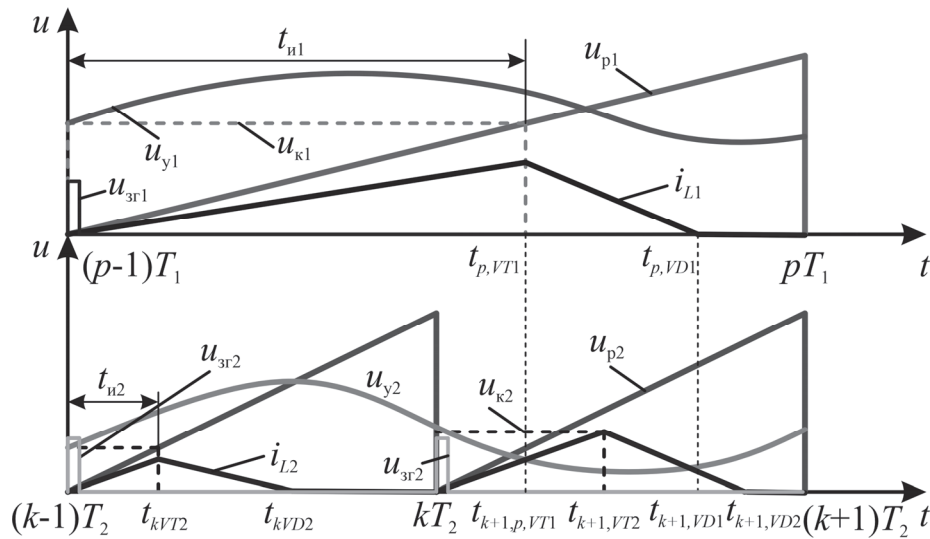


Рис. 2 – Временные диаграммы, поясняющие работу АСЭП

Fig. 2 – Time diagrams explaining the work of the APSS

На подынтервале $(k-1)T_2 \dots t_{k,VT2}$ транзистор $VT2$ открыт, что ведет к линейному нарастанию тока дросселя i_{L2} . В момент $t_{k,VT2}$ $VT2$ закрывается и открывается диод $VD2$.

На подынтервале $t_{k,VT2} \dots t_{k,VD2}$ диод $VD2$ открыт, что ведет к линейному спаду тока дросселя i_{L2} . В момент $t_{k,VD2}$ $VD2$ закрывается.

На подынтервале $t_{k,VD2} \dots kT_2$ $VT2$ и $VD2$ закрыты, и идет разряд выходного конденсатора в нагрузку.

В первом преобразователе при $q = 2$ длительность тактового интервала в 2 раза больше, чем во втором преобразователе. При этом в момент $t_{p,VT1}$ происходит выключение силового транзистора $VT1$, а в момент $t_{p,VD1}$ закрывается силовой диод $VD1$.

Характерной чертой указанной АСЭП является неизменность структуры силовой части на определенных подынтервалах тактового интервала второго преобразователя.

2. Математические модели системы электропитания с двумя каскадами преобразования

В данном разделе будут рассмотрены два типа моделей: линеаризованная малосигнальная электрическая модель АСЭП и нелинейная динамическая модель в форме отображения Пуанкаре. Также в работе будет использована компьютерная модель в среде MatLab Simulink, которая в данном разделе рассматриваться не будет, поскольку полностью повторяет структуру на рис. 1. Каждая из представленных моделей будет применяться в своих целях для достижения требуемых результатов исследования.

Вначале рассмотрим малосигнальную усредненную электрическую модель АСЭП при работе преобразователей в ее составе в режиме непрерывного тока. Данная модель представлена на рис. 3.

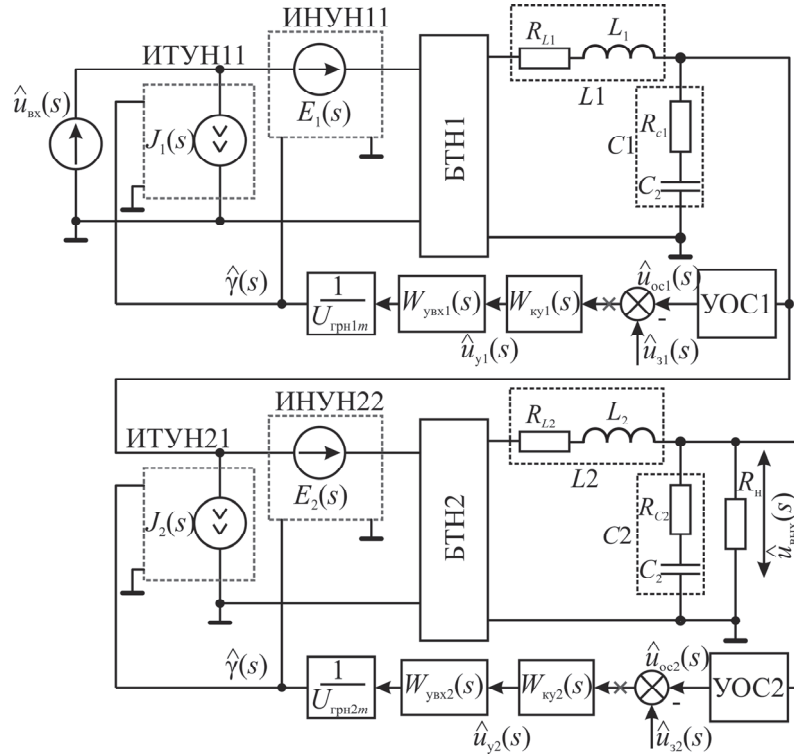


Рис. 3 – Малосигнальная усредненная электрическая модель системы электропитания с двумя каскадами преобразования

Fig. 3 – Small-signal averaged electrical model of a power supply system with two conversion stages

Здесь приняты следующие обозначения: ИТУН11, ИТУН21 – источники тока, управляемые напряжением с передаточными функциями $J_1(s)$ и $J_2(s)$ соответственно; ИНУН11, ИНУН21 – источники напряжения, управляемые напряжением с передаточными функциями $E_1(s)$, $E_2(s)$ соответственно; БТН1, БТН2 – блоки трансформации напряжения; $W_{ку1}(s) = K_1$, $W_{ку2}(s) = K_2$ – передаточные функции регуляторов; $W_{уvx1}(s)$, $W_{уvx2}(s)$ – передаточные функции устройств выборки-хранения; $U_{грн1m}$, $U_{грн2m}$ – амплитуды пилообразных развертывающих сигналов на выходе ГПРС1 и ГПРС2 соответственно (рис. 1); $\hat{u}_{3i}(s)$, $\hat{u}_{yi}(s)$, $\hat{u}_{oi}(s)$, $i = 1, 2$ – изображения по Лапласу малосигнальных значений соответствующих переменных на рис. 1, $\hat{\gamma}(s)$ – изображение по Лапласу малосигнального значения коэффициента заполнения.

Представленная на рис. 3 малосигнальная усредненная электрическая модель была получена путем последовательного соединения двух отдельно взятых обобщенных малосигнальных усредненных электрических моделей [7]. При этом, по сравнению с [7], в этих моделях были модифицированы цепи управления с целью получения возможности моделирования системы на основе ШИМ первого рода. Была разработана модель устройств выборки-хранения в виде передаточной функции, применимой в верифицированном программном обеспечении типа MatLab Simulink, LTSpice и т. п.

Рассмотрим математическое описание блоков ИТУН $_i$, ИНУН $_i$ и БТН $_i$, где $i = 1, 2$, для непосредственного понижающего преобразователя напряжения.

Передаточные функции для блоков ИТУН $_i$ имеют вид [7]

$$J_i(s) = \frac{\hat{i}_{\text{вх}i}(s)}{\hat{\gamma}_i(s)} = \frac{U_{\text{вых}i}}{R_{\text{н}i}}, \quad (1)$$

где $U_{\text{вых}i} = U_{\text{вх}i} \Gamma_i \frac{R_{\text{н}i}}{R_{\text{н}i} + R_{\text{Л}i}}$ – среднее (установившееся) значение выходного напряжения i -го преобразователя; $U_{\text{вх}i}$ – среднее значение входного напряжения i -го преобразователя, Γ_i – статический коэффициент заполнения i -го преобразователя, $\hat{i}_{\text{вх}i}(s)$ – изображение по Лапласу малосигнального значения входного тока i -го преобразователя.

Передаточные функции для блоков ИТУН $_i$ имеют вид [7]

$$E_i(s) = \frac{\hat{u}_{\text{вх}i}(s)}{\hat{\gamma}_i(s)} = \frac{U_{\text{вых}i}}{\Gamma_i^2}, \quad (2)$$

где $\hat{u}_{\text{вх}i}(s)$ – изображение по Лапласу малосигнального значения входного напряжения i -го преобразователя.

Блоки БТН $_i$ могут быть описаны как четырехполюсник:

$$\begin{aligned} u_{1i} &= a_{11i}u_{2i} + a_{12i}i_{2i}, \\ i_{1i} &= a_{21i}u_{2i} + a_{22i}i_{2i}, \end{aligned} \quad (3)$$

где u_{1i} – входное напряжение блока БТН $_i$; i_{1i} – входной ток блока БТН $_i$; u_{2i} – выходное напряжение блока БТН $_i$; i_{2i} – выходной ток блока БТН $_i$; $a_{11i} = 1/\Gamma_i$, $a_{12i} = 0$, $a_{21i} = 0$, $a_{22i} = 1/\Gamma_i$.

Устройства выборки-хранения описываются как экстраполяторы нулевого порядка [15]:

$$W_{\text{увх}i}(s) = \frac{1 - e^{-T_i s}}{T_i s},$$

где T_i – период ШИМ i -го преобразователя.

С целью упрощения применим аппроксимацию Паде к экспоненциальной функции в составе последнего выражения и после преобразований получим

$$W_{увхi}(s) = \frac{1}{\frac{T_i^2}{12}s^2 + \frac{T_i}{2}s + 1}.$$

Из выражений, приведенных выше видно, что для применения линейной модели, представленной на рис. 3, необходимо найти статические значения коэффициентов заполнения преобразователей Γ_i . Кроме того, необходимо знать и сопротивление нагрузки R_{Hi} каждого преобразователя. Если для второго каскада значение R_{H2} известно и равно R_H (рис. 1), то для первого преобразователя значение сопротивления R_{H1} необходимо рассчитать.

Определить R_{H1} можно исходя из баланса мощностей на входе и выходе преобразовательных каскадов.

$$\eta_i U_{вxi} I_{вxi} = U_{выxi} I_{выxi}, \quad (4)$$

где η_i – КПД i -го преобразователя; $U_{вxi}$ – среднее (установившееся) значение входного напряжения i -го преобразователя; $U_{выxi}$ – среднее значение выходного напряжения i -го преобразователя; $I_{вxi}$ – среднее значение входного тока i -го преобразователя; $I_{выxi}$ – среднее значение выходного тока i -го преобразователя.

В итоге получаем

$$R_{H1} = \left(\frac{R_{H2} + R_{L2}}{\Gamma_2 R_{H2}} \right)^2 R_{H2} \eta_2. \quad (5)$$

На следующем этапе получим выражения для расчета статических коэффициентов заполнения Γ_i . Расчетная структура i -го преобразователя представлена на рис. 4. Здесь $W_{\phi i}(s)$ – передаточная функция выходного фильтра i -го преобразователя. Остальные обозначения были расшифрованы ранее.

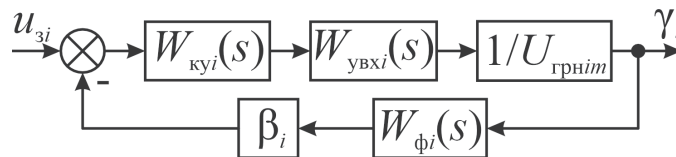


Рис. 4 – К расчету статического коэффициента заполнения i -го преобразователя в составе АСЭП

Fig. 4 – To calculate the static fill factor of the i -th converter as part of the APSS

Определим передаточную функцию данной системы:

$$W_i(s) = \frac{\gamma_i(s)}{u_{zi}(s)} = \frac{W_{\text{кyи}}(s)W_{\text{увxi}}(s)\frac{1}{U_{\text{грnim}}}}{1 + W_{\text{кyи}}(s)W_{\text{увxi}}(s)\frac{1}{U_{\text{грnim}}}W_{\text{фи}}(s)\beta}. \quad (6)$$

Ведем расчет по постоянному току, принимая $s = 0$. Учитывая, что передаточная функция выходного фильтра по постоянному току имеет вид

$$W_{\text{фи}}(0) = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{Li}}} U_{\text{вх}},$$

получаем

$$\Gamma_i = \frac{U_{\text{зи}}}{\frac{U_{\text{грnim}}}{K_i} + \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{Li}}} U_{\text{вxi}} \beta_i}. \quad (7)$$

Таким образом, представленная на рис. 3 малосигнальная усредненная электрическая модель системы электропитания характеризуется выражениями (1)–(7).

На следующем этапе рассмотрим нелинейную динамическую модель АСЭП (см. рис. 1). В векторно-матричной форме она была ранее разработана авторами в [16]. В данной работе модель будет представлена в форме отображения Пуанкаре.

Как упоминалось в разделе 2, при работе преобразователя есть временные подынтервалы, когда структура силовой части остается неизменной. При этом, как следует из рис. 2, в моменты коммутации $(k-1)T_2 = (p-1)T_1$, $t_{k,VT2}$, $t_{k,VD2}$, kT_2 , $t_{p,VT1}$, $t_{p,VD1}$, $(k-1+q)T_2 = pT_1$ она меняется.

С точки зрения математического моделирования импульсно-модуляционных систем с двумя частотами внешних периодических воздействий [19] следует рассматривать коммутации в пределах меньшего тактового интервала – в данном случае тактового интервала второго преобразователя T_2 .

На рис. 2 наиболее репрезентативен $(k+1)$ -й тактовый интервал, который начинается в момент kT_2 . В его пределах наблюдается четыре коммутации $t_{k+1,VT1}$, $t_{k+1,VT2}$, $t_{k+1,VD1}$, $t_{k+1,VD2}$, где $t_{k+1,VT1} = t_{p,VT1}$, а $t_{k+1,VD1} = t_{p,VD1}$. При этом, если на некотором тактовом интервале коммутации $VT1$ и $VD1$ так и не произошли, то $t_{k,VT1} t_{k,VD1} = (k-1)T_2$ (см. рис. 2). Если они произошли на одном из предыдущих тактовых интервалов, то $t_{k,VT1} t_{k,VD1} = kT_2$. Так что все моменты коммутации на k -м тактовом интервале удовлетворяют условиям: $(k-1)T_2 \leq t_{k,VTi} \leq kT_2$; $(k-1)T_2 \leq t_{k,VDi} \leq kT_2$, где $i = 1, 2$.

В [16] осуществляется переход от моментов коммутации в абсолютном времени к моментам коммутации в относительном времени $\tau_{k,VTi}$ и $\tau_{k,VDi}$:

$$\tau_{k,VTi} = (t_{k,VTi} - (k-1)T_2) / T_2;$$

$$\tau_{k,VDi} = (t_{k,VDi} - (k-1)T_2) / T_2.$$

Стоит заметить, что последовательность коммутаций может меняться, и в общем случае k -й тактовый интервал характеризуется вектором моментов коммутации в относительном времени $\mathbf{T}_k = (\tau_{k0}, \tau_{k1}, \tau_{k2}, \tau_{k3}, \tau_{k4}, \tau_{k5})$, где $\tau_{k0} = 0$, а $\tau_{k5} = 1$. Также из [16] следует, что вектор $\mathbf{T}_k$ может принимать шесть различных значений: $(0, \tau_{k,VT1}, \tau_{k,VT2}, \tau_{k,VD1}, \tau_{k,VD2}, 1)$, $(0, \tau_{k,VT1}, \tau_{k,VT2}, \tau_{k,VD2}, \tau_{k,VD1}, 1)$, $(0, \tau_{k,VT1}, \tau_{k,VD1}, \tau_{k,VT2}, \tau_{k,VD2}, 1)$, $(0, \tau_{k,VT2}, \tau_{k,VT1}, \tau_{k,VD2}, \tau_{k,VD1}, 1)$, $(0, \tau_{k,VT2}, \tau_{k,VT1}, \tau_{k,VD1}, \tau_{k,VD2}, 1)$, $(0, \tau_{k,VT2}, \tau_{k,VD2}, \tau_{k,VT1}, \tau_{k,VD1}, 1)$.

Анализ рис. 2 показывает, что на k -м тактовом интервале в общем случае наблюдается пять подынтервалов неизменности структуры силовой части. При этом электромагнитные процессы в силовой части на j -м подынтервале ($j = 1, 2, \dots, 5$) описываются классической системой дифференциальных уравнений в пространстве состояний [9–11]

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_j \mathbf{X} + \mathbf{B}_j \mathbf{u}_j,$$

где $\mathbf{A}_j$ – системная матрица на j -м подынтервале, $\mathbf{B}_j$ – матрица управления на j -м подынтервале; $\mathbf{u}_j$ – вектор внешних воздействий на j -м подынтервале; $\mathbf{X} = [i_{L1} u_{C1} i_{L2} u_{C2}]^T$ – вектор переменных состояния.

Переход от предыдущего подынтервала к следующему происходит припасовыванием начальных условий.

Рассматриваемая АСЭП может быть описана отображением Пуанкаре (отображением последования), полученным с использованием подхода [11]:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_p = & \prod_{i=1}^q \prod_{j=1}^5 e^{\mathbf{A}_i(\tau_{ki} - \tau_{ki-1})T_2} \mathbf{X}_{p-1} + \sum_{j=1}^{q-1} \left[\prod_{l=j+1}^q \prod_{i=1}^5 e^{\mathbf{A}_i(\tau_{li} - \tau_{li-1})T_2} \times \right. \\ & \times \left\{ \sum_{n=1}^4 \left\langle \prod_{i=n+1}^5 \left\{ e^{\mathbf{A}_i(\tau_{ji} - \tau_{ji-1})T_2} \right\} \left[e^{\mathbf{A}_n(\tau_{jn} - \tau_{jj-1})T_2} - \mathbf{E} \right] \mathbf{A}_n^{-1} \mathbf{B}_n \mathbf{u}_n \right\rangle + \right. \\ & \left. \left. + \left[e^{\mathbf{A}_5(\tau_{j5} - \tau_{j4})T_2} - \mathbf{E} \right] \mathbf{A}_5^{-1} \mathbf{B}_5 \mathbf{u}_5 \right\} \right] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{n=1}^4 \left\langle \prod_{i=n+1}^5 \left\{ e^{\mathbf{A}_i(\tau_{qi}-\tau_{qi-1})T_2} \right\} \left[e^{\mathbf{A}_n(\tau_{qn}-\tau_{qj-1})T_2} - \mathbf{E} \right] \mathbf{A}_n^{-1} \mathbf{B}_n \mathbf{u}_n \right\rangle + \\
& + \left[e^{\mathbf{A}_5(\tau_{q5}-\tau_{q4})T_2} - \mathbf{E} \right] \mathbf{A}_5^{-1} \mathbf{B}_5 \mathbf{u}_5.
\end{aligned} \quad (8)$$

Выражение (8) представляет собой функцию вида $\mathbf{X}_p = \Phi(\mathbf{X}_{p-1})$, где $\mathbf{X}_p$ – вектор переменных состояния в момент pT_1 , а $\mathbf{X}_{p-1}$ – в момент $(p-1)T_1$. Принципы получения системных матриц, матриц управления, векторов внешних воздействий на различных подынтервалах неизменности силовой части, а также принципы расчета векторов моментов коммутаций $\mathbf{T}_k$ более подробно рассмотрены в [16].

Для АСЭП, работающей в желаемом однократном режиме справедливо равенство

$$\mathbf{X}_p^* = \Phi(\mathbf{X}_p^*), \quad (9)$$

где $\mathbf{X}_p^*$ – координата неподвижной точки однократного режима, а $\Phi(\mathbf{X})$ – нелинейная векторная функция.

Под желаемым однократным режимом понимается такой режим, когда частота колебаний выходного напряжения равна частоте ШИМ преобразователя с меньшей частотой ШИМ (в данном случае $f_{3Г1}$).

Неподвижную точку $\mathbf{X}_p^*$ можно найти без расчета переходного процесса, когда уравнение (9) решается с помощью подходящего численного метода решения систем нелинейных уравнений (например, метода Ньютона–Рафсона).

С позиций метода точечных отображений требуется оценка локальной устойчивости неподвижной точки желаемого режима $\mathbf{X}_p^*$. Локальная устойчивость может быть оценена на основе анализа собственных чисел матрицы монодромии желаемого режима

$$\mathbf{M} = \frac{d\Phi(\mathbf{X}_p^*)}{d\mathbf{X}_{p-1}}. \quad (10)$$

Матрица монодромии рассчитывалась с использованием численного дифференцирования функции (8). Известно, что если хотя бы одно собственное значение матрицы монодромии $\mathbf{M}$ (мультипликатор) выходит за пределы единичного круга на комплексной плоскости, то неподвижная точка с координатами $\mathbf{X}_p^*$ является неустойчивой.

3. Исследование устойчивости агрегатированной системы электропитания с двумя каскадами преобразования

В данном разделе приведены результаты исследования АСЭП с параметрами: $U_{вх} = 13...28$ В, $R_{\text{н}} = 8...15$ Ом, $R_{L1} = 0,2$ Ом, $R_{L2} = 0,1$ Ом,

$L_1 = 0,001$ Гн, $L_2 = 6,187 \cdot 10^{-5}$ Гн, $R_{C1} = R_{C2} = 0,0001$, $C_1 = 0,00033$, $C_2 = 0,0001894$, $U_{31} = U_{32} = 2,5$ В, $K_1 = K_2 = 3,5$, $\beta_1 = 0,2083$, $\beta_2 = 0,5$, $U_{гр1m} = U_{гр2m} = 5$ В, $T_1 = 0,00002$ с, $T_2 = 0,00001$ с.

Данные параметры обеспечивают режим непрерывного тока обоих преобразователей в составе АСЭП. При этом размах пульсаций выходного напряжения не превышает 0,05 В.

Исследования проводились при изменении в заданных диапазонах входного напряжения и сопротивления нагрузки. Параметры регулятора выбирались такими, чтобы в заданных диапазонах изменения входного напряжения и сопротивления нагрузки преобразователь 1 был устойчивым, а преобразователь 2 терял устойчивость после пересечения определенной границы в пространстве изменяющихся параметров АСЭП. Это позволило продемонстрировать большинство возможных ситуаций, характерных для импульсных систем электропитания.

На основе математической модели АСЭП, созданной в [16], была разработана система автоматизированного проектирования (САПР) «APS CAD», с помощью которой были получены некоторые результаты, представленные в этом разделе. Также использовалась система имитационного моделирования MatLab Simulink 2009 с целью сравнения результатов расчетов с результатами, полученным с помощью САПР «APS CAD».

На рис. 5 представлены результаты расчетов в виде карты областей устойчивости АСЭП и диаграммы размаха колебаний выходного напряжения. На карте областей устойчивости (рис. 5, а) области устойчивости АСЭП отделены от областей неустойчивости кривыми линиями (границами) и располагаются со стороны штриховки. На карте (рис. 5, а) имеются две границы.

1. Граница CD , построенная с помощью малосигнальной линейной электрической модели в среде MatLab 2009, является границей области устойчивости точки равновесия динамической линейной системы. Данная граница была построена на основе анализа корней характеристического полинома замкнутой системы, являющегося знаменателем передаточных функций рассматриваемой двухмерной системы автоматического управления:

$$W_{io1}(s) = \frac{\hat{u}_{\text{ВЫХ}}(s)}{\hat{u}_{31}(s)}; \quad W_{io2}(s) = \frac{\hat{u}_{\text{ВЫХ}}(s)}{\hat{u}_{32}(s)}.$$

Анализ показал, что знаменатели указанных передаточных функций одинаковы.

В данной работе расчет коэффициентов характеристического полинома и расчет его корней велся в среде Matlab 2009 с использованием малосигнальной линеаризованной электрической модели, реализованной в Simulink.

2. Граница AB была построена в САПР «APS CAD» с помощью нелинейной динамической модели. Здесь при определенных значениях $U_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{Н}}$ рассчитывались координаты неподвижной точки $\mathbf{X}_p^*$ с последующим расчетом мультипликаторов матрицы монодромии с использованием (10).

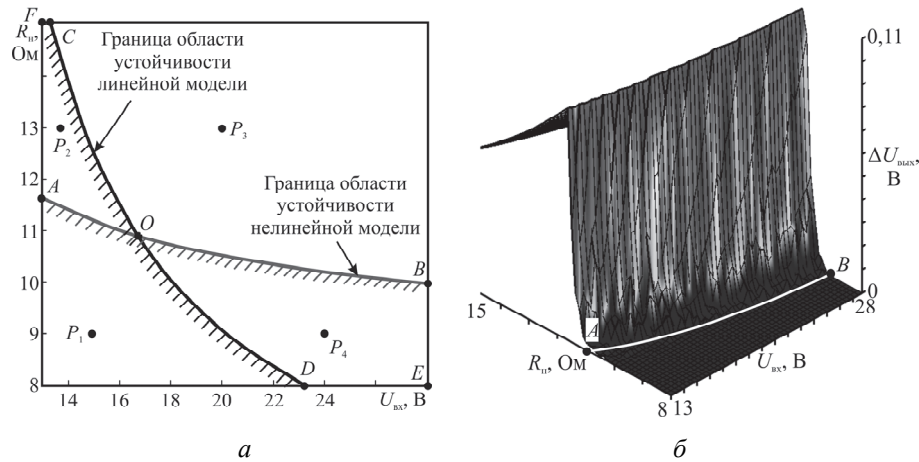


Рис. 5 – Результаты расчетов:

a – карта областей устойчивости (в точке P_1 : $U_{вх} = 15$ В, $R_n = 9$ Ом, в точке P_2 : $U_{вх} = 14$ В, $R_n = 13$ Ом, в точке P_3 : $U_{вх} = 20$ В, $R_n = 13$ Ом, в точке P_4 : $U_{вх} = 24$ В, $R_n = 9$ Ом);

б – диаграмма размаха колебаний выходного напряжения

Fig. 5 – Calculation results:

a is a map of stability regions (at point P_1 : $U_{вх} = 15$ V, $R_n = 9$ Ω, at point P_2 : $U_{вх} = 14$ V, $R_n = 13$ Ω, at point P_3 : $U_{вх} = 20$ V, $R_n = 13$ Ω, at point P_4 : $U_{вх} = 24$ V, $R_n = 9$ Ω),

b is a diagram of the range of fluctuations in the output voltage

Диаграмма размаха колебаний на рис. 5, *б*, которая была построена с помощью нелинейной динамической модели, показывает, что при пересечении границы AB размах колебаний выходного напряжения существенно увеличивается и озвученное ранее требование к размаху пульсаций при удалении от этой границы вправо перестает выполняться. Анализируя рис. 5, *а*, также можно заметить, что границы AB и CD не совпадают, что говорит о неточности малосигнальной линеаризованной электрической модели. Очевидно, что граница AB более точно отражает поведение реальной системы.

В результате исследований было выяснено, что граница CD полностью совпадает с границей области устойчивости преобразователя 2, работающего автономно вне АСЭП. Таким образом, можно сделать вывод, что потеря устойчивости АСЭП, состоящей из двух преобразователей, в рассматриваемом случае связана с потерей устойчивости преобразователя 2. Преобразователь 1 как автономное устройство в выбранных диапазонах параметров остается устойчивым.

На рис. 5, *а* можно выделить две области: область 1, ограниченная линиями AF , FC , CO , OA ; область 2, ограниченная линиями DO , OB , BE , ED .

В области 1 малосигнальная, линеаризованная электрическая модель АСЭП показывает устойчивость системы, в то время как нелинейная динамическая модель показывает неустойчивость неподвижной точки желаемого динамического режима и соответственно наличие значительных колебаний выходного напряжения (рис. 5, *б*).

В области 2 малосигнальная, линеаризованная электрическая модель АСЭП показывает неустойчивость системы, в то время как нелинейная

динамическая модель показывает устойчивость неподвижной точки желаемого динамического режима и соответственно наличие колебаний выходного напряжения с небольшой амплитудой (рис. 5, б).

Если ситуация, подобная той, что наблюдается в области 1, ранее описывалась в литературе для ЭМПН и АСЭП [1], то ситуация, когда линейная модель АСЭП показывает неустойчивость, а нелинейная модель, наоборот, показывает устойчивость, ранее нигде описана не была.

На следующем этапе изучим частотные характеристики АСЭП с двумя каскадами преобразования. У рассматриваемой системы автоматического управления имеются два управляющих воздействия и два не связанных напрямую контура регулирования. Анализ показал, что для оценки устойчивости АСЭП по Найквисту можно анализировать частотные характеристики разомкнутого контура регулирования любого преобразователя при замкнутом контуре регулирования другого преобразователя. Разрыв контуров необходимо производить в точках, отмеченных на рис. 3 крестиками.

Передаточная функция разомкнутого контура i -го преобразователя описывается как

$$W_{io,i}(s) = \frac{\hat{u}_{oci}(s)}{\hat{u}_{вхкyi}(s)},$$

где $\hat{u}_{вхкyi}$ – малосигнальные переменные составляющие входных сигналов КУ i ; $\hat{u}_{oci}$ – малосигнальные переменные составляющие выходных сигналов УОС i , где $i = 1, 2$.

Применение критерия Найквиста к приведенным выше передаточным функциям дает идентичные результаты, поэтому в данной работе будем рассматривать частотные зависимости разомкнутого контура первого преобразователя.

Согласно критерию Найквиста для устойчивости замкнутой системы необходимо, чтобы АФЧХ разомкнутой системы не огибала точку $(-1, 0)$ на комплексной плоскости при устойчивости разомкнутого контура или чтобы АФЧХ разомкнутой системы огибала точку $(-1, 0)$ на комплексной плоскости при неустойчивости разомкнутого контура.

Анализ рассматриваемой АСЭП показал, что устойчивость разомкнутого контура преобразователя 1 теряется одновременно с потерей устойчивости преобразователем 2, что соответствует пересечению границы CD на рис. 5. Это было определено на основе анализа корней характеристического уравнения разомкнутого контура преобразователя 1 в выбранных диапазонах изменения входного напряжения и сопротивления нагрузки.

При анализе логарифмических амплитудно-частотных (ЛАЧХ) и фазочастотных характеристик (ЛФЧХ) устойчивость анализируется по сдвигу фазы разомкнутого контура на частоте среза. В этом случае, с учетом выше сказанного, для устойчивости АСЭП левее границы CD (со стороны штриховки) необходимо, чтобы сдвиг фазы на частоте среза был больше -180° , а для устойчивости АСЭП правее границы CD сдвиг фазы должен быть меньше -180° .

На рис. 6 представлены логарифмические амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики, рассчитанные для четырех наборов параметров, соответствующих точкам P_1, P_2, P_3, P_4 на рис. 5, а. При этом использовалась малосигнальная, линеаризованная электрическая модель (ЛАЧХ и ЛФЧХ, на рис. 6 сплошные линии) и нелинейная модель АСЭП, созданная в MatLab Simulink (ЛАЧХ и ЛФЧХ, на рис. 6 штриховые линии). Для расчета ЛАЧХ и ЛФЧХ с использованием нелинейной модели применялся программный модуль [17].

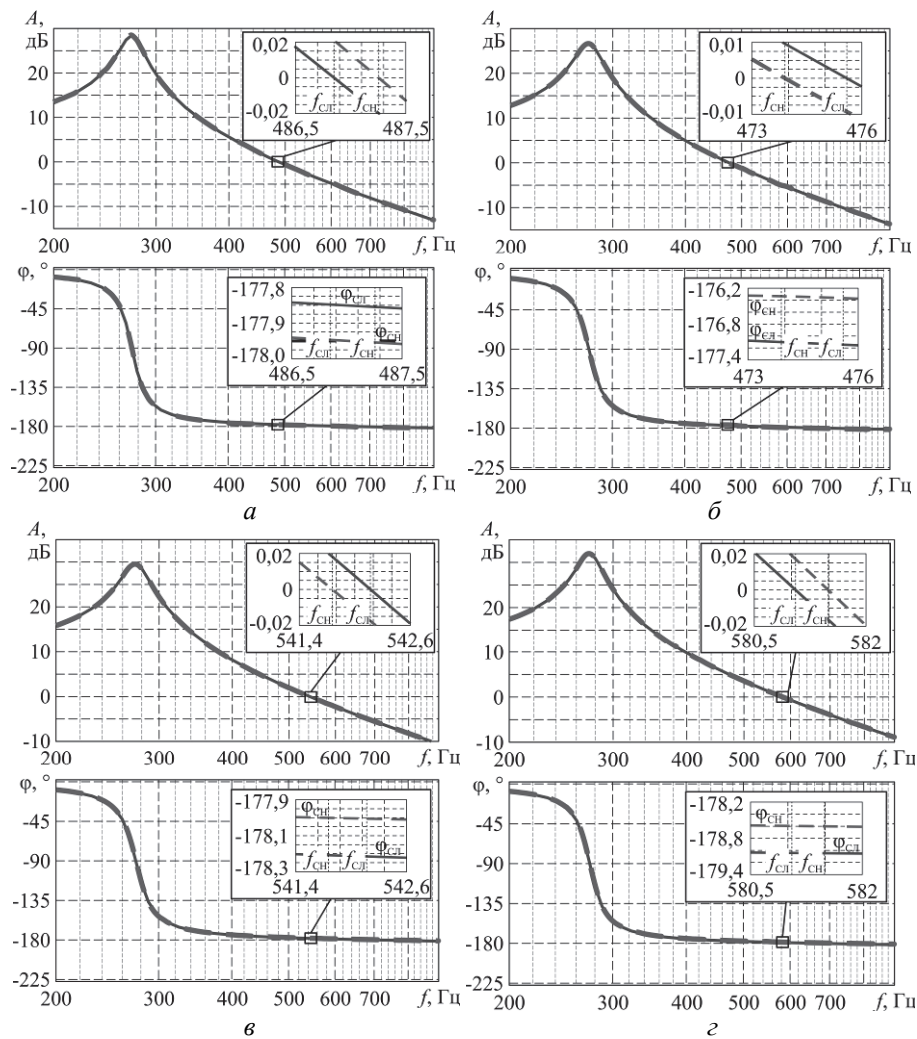


Рис. 6 – Частотные характеристики:

a – в точке P_1 ; *б* – в точке P_2 ; *в* – в точке P_3 ; *г* – в точке P_4

Fig. 6 – Frequency characteristics:

a – at point P_1 , *b* – at point P_2 , *c* – at point P_3 , *d* – at point P_4

Каждый график на рис. 6 сопровождается детализацией возле частоты среза, а в таблице приводятся частоты среза и сдвиги фаз, соответствующие этим частотам. При этом $f_{\text{сн}}$, $\varphi_{\text{сн}}$ – частота среза ЛАЧХ и сдвиг фазы на этой частоте, полученные с помощью нелинейной модели; $f_{\text{сл}}$, $\varphi_{\text{сл}}$ – частота среза ЛАЧХ и сдвиг фазы на этой частоте, полученные с помощью малосигнальной, линеаризованной электрической модели.

Анализ рис. 6 и табл. показывает, что ЛАЧХ и ЛФЧХ, полученных с помощью двух видов моделей, отличаются незначительно во всех четырех точках. Согласно рис. 6, с учетом критерия Найквиста, в точках P_1 , P_2 система устойчива, а в точках P_3 , P_4 – неустойчива (см. границу CD на рис. 5, а). Однако, как следует из рис. 5, который является результатом расчета процессов во временной области с использованием нелинейной динамической математической модели [16], в точке P_2 наблюдаются нежелательные колебания, а в точке P_4 наблюдается желаемый динамический режим. Таким образом, можно сделать вывод, что в точках P_2 и P_4 частотные характеристики, полученные как с использованием линейной, малосигнальной электрической модели, так и с использованием нелинейной модели в MatLab Simulink, где вводятся малосигнальные возмущения с последующим анализом отклика системы, не позволяют корректно предсказывать ее поведение. Более точные результаты дает метод точечных отображений и математический аппарат для анализа устойчивости неподвижной точки желаемого динамического режима с использованием, которого была построена граница AB на рис. 5, а.

Параметры ЛАЧХ и ЛФЧХ АСЭП

Parameters of the Bode magnitude and Bode phase of APSS

Точка / Point	Частота среза линейной системы $f_{\text{сл}}$, Гц / Cutoff frequency of linear system $f_{\text{сл}}$, Hz	Частота среза нелинейной системы $f_{\text{сн}}$, Гц / Cutoff frequency of non-linear system $f_{\text{сн}}$, Hz	Сдвиг фазы на частоте $f_{\text{сл}}$, ° / Phase shift at the frequency $f_{\text{сл}}$, °	Сдвиг фазы на частоте $f_{\text{сн}}$, ° / Phase shift at the frequency $f_{\text{сн}}$, °
P_1	486,85	487,25	–177,85	–177,95
P_2	475,6	473,9	–177,15	–176,35
P_3	542,18	541,76	–178,22	–178,00
P_4	581,05	581,49	–179,05	–178,60

Заключение

Полученные в статье результаты в очередной раз подтверждают, что анализ импульсных систем преобразования электроэнергии является достаточно сложной задачей, и существующие методики, используемые в инженерной практике и предполагающие определенные упрощения, в ряде случаев приводят к неудовлетворительным результатам. Особое

внимание необходимо уделять системам преобразования электроэнергии с повышенным быстродействием, поскольку при их проектировании иногда приходится идти на компромисс и уменьшать запас устойчивости по фазе, приближаясь к границе устойчивости системы, где в наибольшей степени проявляются указанные проблемы.

В статье показано, что в АСЭП, состоящих из двух и более ЭМПН, разомкнутый контур может быть неустойчивым, чего не наблюдается в автономно работающих ЭМПН. Кроме того, малосигнальные ЛАЧХ и ЛФЧХ, полученные даже с помощью нелинейной модели MatLab Simulink, не позволяют точно предсказать поведение системы.

Более точные результаты дает анализ динамики системы во временной области, который целесообразно проводить с использованием нелинейной динамической модели, записанной в векторно-матричной форме, что значительно ускоряет расчет по сравнению с существующим программным обеспечением для моделирования подобных систем. Также нелинейные динамические модели используются в методе точечных отображений.

Разработанная малосигнальная, линеаризованная электрическая модель и полученные выражения для расчета ее параметров позволяют проводить анализ частотных характеристик АСЭП и в большинстве случаев получать корректные результаты, если предполагается использовать достаточно большой запас устойчивости по фазе. Но всё же после такого расчета необходимо выполнять проверку с помощью нелинейной динамической модели [16].

ЛИТЕРАТУРА

1. **Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В.** Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. – М.: Горячая линия-Телеком, 2019. – 540 с.
2. **Small Ch.H.** Distributed power takes center stage // EDN. – 1994. – April 28. – P. 54–64.
3. **Ormond T.** Distributed power schemes simplify system design tasks // EDN. – 1990. – Vol. 35, N 25. – P. 132–136.
4. **Park B.-W., Park S.-J., Kang F.-S.** A novel communication method using PWM and capture function of DSP for parallel controlled power electronics systems // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 68266–68280. – DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3186690.
5. Impedance-based stability analysis methods for DC distribution power system with multivoltage levels / H. Mu, Y. Zhang, X. Tong, W. Chen, B. He, L. Shu, X. Ruan, X. Zhang, F. Gao, W. Cao, Z. Zou // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2021. – Vol. 36 (8). – P. 9193–9208. – DOI: 10.1109/TPEL.2021.3057874.
6. **Wang L., Mirjafari M.** Design of loop gain for load converters in a distributed system // 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), New Orleans, LA, USA. – IEEE, 2020. – P. 977–981. – DOI: 10.1109/APEC39645.2020.9124615.
7. **Севернс Р., Блум Г.** Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
8. **Белов Г.А.** Теория импульсных преобразователей. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. – 330 с.

9. **Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E.** Bifurcations and chaos in piecewise-smooth dynamical systems. – Singapore: World Scientific, 2003. – 376 p.
10. Режимы работы установок электропитания центробежных насосов с многоуровневой широтно-импульсной модуляцией / С.Г. Михальченко, В.В. Тимошкин, Н.А. Воронина, С.М. Семенов, С.С. Попов, К.С. Афанасьев // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2022. – Т. 333, № 7. – С. 166–177. – DOI: 10.18799/24131830/2022/7/3709.
11. **Андрьянов А.И.** Развитие теории управления нелинейными динамическими процессами импульсных систем электропитания: дис. ... д-ра техн. наук. – Брянск, 2022. – 515 с.
12. Research on stroboscopic mapping modeling and bifurcation characteristics of grid-connected inverter considering PWM saturation / L. Chen, Y. He, Y. Zhu, J. Liu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2024. – Vol. 39 (7). – P. 8667–8685. – DOI: 10.1109/TPEL.2024.3386608.
13. **Андрьянов А.И.** К исследованию динамики импульсного преобразователя постоянного напряжения с входным фильтром // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2024. – Т. 20, № 2. – С. 9–21. – DOI: 10.17122/1999-5458-2024-20-2-9-21.
14. Теория автоматического управления. В 2 ч. Ч. 1. Теория линейных систем автоматического управления / под ред. А.А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1986. – 367 с.
15. **Åström K.J., Wittenmark B.** Computer-controlled systems. – New Jersey: Prentice-Hall, 2011. – 576 p.
16. **Андрьянов А.И., Баранчиков М.В.** Разработка математической модели двухкаскадного преобразователя постоянного напряжения // Вестник Московского энергетического института. – 2024. – № 6. – С. 11–19. – DOI: 10.24160/1993-6982-2024-6-11-19.
17. **Андрьянов А.И., Жигальцов Д.А.** Программа расчета частотных характеристик импульсного преобразователя напряжения: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ RU 2023665397: опубл. 17.07.2023. – Заявка № 2023664401 от 10.07.2023.

ON THE STUDY OF STABILITY OF AN AGGREGATE DC-TO-DC POWER SUPPLY SYSTEM WITH A CASCADE CONNECTION OF TWO ELECTRIC POWER CONVERTER MODULES

Andriyanov A.I., Baranchikov M.V.

Bryansk State Technical University, Bryansk, Russia

The article is devoted to the issues of studying the stability of an aggregated power supply system consisting of two cascaded buck DC/DC converters, each of which has an individual control system based on pulse-width modulation of the first kind and can operate autonomously. One of the important problems solved in the design of such systems is the problem of ensuring their stability. When designing them today, small-signal modeling is mainly used, which is associated with the loss of information about the nonlinearities of the system. The aim of the work is to study the stability of the main operating mode using various approaches. The stability study was carried out: using a small-signal linearized, electrical model; using a nonlinear simulation model in verified soft-

ware; using a vector-matrix nonlinear dynamic model in the form of a Poincare map. A small-signal linearized electrical model of the object of study and expressions for calculating its parameters are proposed. A map of the system stability regions and a diagram of the output voltage oscillation range are constructed in the space of two parameters. It is shown that the stability boundaries calculated using the small-signal linearized electric model and the vector-matrix nonlinear dynamic model do not coincide. It is shown that a situation is possible when the small-signal linearized electric model shows the instability of the system, and the nonlinear dynamic model demonstrates the stability of the desired dynamic mode. Such situations have not been described in the literature before. The analysis of small-signal frequency characteristics showed that their use does not allow correct analysis of the stability of the aggregated power supply system near the stability boundary, which may be important for high-speed systems.

Keywords: DC-DC buck converter, aggregated power supply system, stability, point mapping method, low-signal modeling, nonlinear dynamic model, frequency response.

DOI: 10.17212/1727-2769-2025-1-14-34

REFERENCES

1. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. *Ustoichivost' i elektromagnitnaya sovmestimost' ustroystv i sistem elektropitaniya* [Stability and electromagnetic compatibility of devices and power supply systems]. *Goryachaya liniya-Telekom* Publ., 2019. 540 p.
2. Small Ch.H. Distributed power takes center stage. *EDN*, 1994, April 28, pp. 54–64.
3. Ormond T. Distributed power schemes simplify system design tasks. *EDN*, 1990, vol. 35, no. 25, pp. 132–136.
4. Park B.-W., Park S.-J., Kang F.-S. A novel communication method using PWM and capture function of DSP for parallel controlled power electronics systems. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 68266–68280. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3186690.
5. Mu H., Zhang Y., Tong X., Chen W., He B., Shu L., Ruan X., Zhang X., Gao F., Cao W., Zou Z. Impedance-based stability analysis methods for DC distribution power system with multivoltage levels. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36 (8), pp. 9193–9208. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3057874.
6. Wang L., Mirjafari M. Design of loop gain for load converters in a distributed system. *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, New Orleans, LA, USA, 2020, pp. 977–981. DOI: 10.1109/APEC39645.2020.9124615.
7. Severns R., Bloom G. *Modern DC-to-DC switchmode converter circuits*. New York, Van Nostrand Reinhold Co., 1985 (Russ. ed.: Severns R., Blum G. *Impul'snye preobrazovateli postoyannogo napryazheniya dlya sistem vtorichnogo elektropitaniya*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 294 p.).
8. Belov G.A. *Teoriya impul'snykh preobrazovatelei* [Theory of PWM converters]. Cheboksary, Chuvash State University Publ., 2016. 330 p.
9. Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E. *Bifurcations and chaos in piecewise-smooth dynamical systems*. Singapore, World Scientific, 2003. 376 p.
10. Mihalchenko S.G., Timoshkin V.V., Voronina N.A., Semenov S.M., Popov S.S., Afanasiev K.S. *Rezhimy raboty ustanovok elektropitaniya tsentrobeznykh nasosov s mnogourovnevnoi shirotno-impul'snoi modulyatsiei* [Supply modes of electric

- submersible pumps with multilevel pulse-width modulation *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta. Inzhiniring georesursov = Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2022, vol. 333, no. 7, pp. 166–177. DOI: 10.18799/24131830/2022/7/3709.
11. Andriyanov A.I. *Razvitie teorii upravleniya nelineinymi dinamicheskimi protsessami impul'snykh sistem elektropitaniya*. Diss. dokt. tekhn. nauk [Development of the theory of control of nonlinear dynamic processes of pulsed power supply systems: dissertation. Dr. eng. sci. diss.]. Bryansk, 2022. 515 p.
 12. Chen L., He Y., Zhu Y., Liu J. Research on stroboscopic mapping modeling and bifurcation characteristics of grid-connected inverter considering PWM saturation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, vol. 39 (7), pp. 8667–8685. DOI: 10.1109/TPEL.2024.3386608.
 13. Andriyanov A.I. K issledovaniyu dinamiki impul'snogo preobrazovatelya postoyannogo napryazheniya s vkhodnym fil'trom [To study the dynamics of a DC pulse converter with an input filter]. *Elektrotekhnicheskie i informatsionnye komplekсы i sistemy = Electrical and Data Processing Facilities and Systems*, 2024, vol. 20, no. 2, pp. 9–21. DOI: 10.17122/1999-5458-2024-20-2-9-21.
 14. Voronov A.A., ed. *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya*. V 2 ch. Ch. 1. *Teoriya lineinykh sistem avtomaticheskogo upravleniya* [The theory of automatic control. In 2 pt. Pt. 1. Theory of linear automatic control systems]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1986. 367 p.
 15. Åström K.J., Wittenmark B. *Computer-controlled systems*. New Jersey, Prentice-Hall, 2011. 576 p.
 16. Andriyanov A.I., Baranchikov M.V. Razrabotka matematicheskoi modeli dvukhkaskadnogo preobrazovatelya postoyannogo napryazheniya [Development of a mathematical model of a two-stage DC-DC converter]. *Vestnik Moskovskogo energeticheskogo instituta = Bulletin of MPEI*, 2024, no. 6, pp. 11–19. DOI: 10.24160/1993-6982-2024-6-11-19.
 17. Andriyanov A.I., Zhigal'tsov D.A. *Programma rascheta chastotnykh kharakteristik impul'snogo preobrazovatelya napryazheniya* [The program for calculating the frequency characteristics of a pulse voltage converter]. The Certificate on official registration of the computer program. No. RU 2023665397, 2023.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Андрьянов Алексей Иванович – родился в 1979 году, д-р техн. наук, доцент, профессор, кафедра «Электронные, радио-электронные и электротехнические системы», ФГБОУ ВО «Брянский государственный технический университет». Область научных интересов: силовая электроника. Опубликовано 150 научных работ. (Адрес: 241035, Россия, Брянск, бул. 50 лет Октября, 7. E-mail: mail@ahaos.ru).

Andriyanov Alexey Ivanovitch (b. 1979) – Doctor of Sciences (Eng.), Associate professor, professor, department of Electronic, Radioelectronic and Electrotechnical Systems, Bryansk State Technical University. His research interests are currently focused on power electronics. He is author of 150 scientific papers. (Address: 7, Street, City, bul. 50 let Oktyabrya, Bryansk, Russia. E-mail: mail@ahaos.ru).



Баранчиков Максим Викторович – родился в 1998 году, аспирант кафедры «Электронные, радиоэлектронные и электротехнические системы» Брянского государственного технического университета. Область научных интересов: силовая электроника. Опубликовано 17 научных работ. (Адрес: 241035, Россия, Брянск, бул. 50 лет Октября, 7. E-mail: mbaranchikov@mail.ru).

Baranchikov Maksim Viktorovich (b. 1998) – postgraduate student of the dep. of Electronic, Radioelectronic and Electrotechnical Systems, Bryansk State Technical University. His research interests are currently focused on power electronics. He is author of 17 scientific papers. (7, Street, City, bul. 50 let Oktyabrya, Bryansk, Russia. E-mail: mbaranchikov@mail.ru).

*Статья поступила 5 февраля 2025 г.
Received February 5, 2025*

To Reference:

Andriyanov A.I., Baranchikov M.V. K issledovaniyu ustoichivosti agregatirovannoi sistemy elektropitaniya postoyannogo napryazheniya s kaskadnym vklyucheniem dvukh elektropreobrazovatel'nykh moduleij [On the study of stability of an aggregate DC-to-DC power supply system with a cascade connection of two electric power converter modules]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2025, no. 1 (66), pp. 14–34. DOI: 10.17212/1727-2769-2025-1-14-34.