

УДК 621.314

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ДВУХПОЛЯРНОЙ РЕВЕРСИВНОЙ МОДУЛЯЦИИ

А.И. Андриянов*Брянский государственный технический университет*

Объектом исследования в статье являются преобразователи напряжения на основе двухполярной реверсивной модуляции с постоянным или переменным выходным напряжением. Предметом исследования выступает устойчивость преобразователей напряжения на основе двухполярной реверсивной модуляции. Для оценки устойчивости преобразователей используется два основных подхода: анализ устойчивости на основе усредненных малосигнальных динамических моделей и анализ устойчивости на основе нелинейных динамических моделей с применением метода точечных отображений. В последнем случае была оценена устойчивость преобразователя напряжения при постоянном и переменном задающих сигналах с целью сравнительного анализа результатов. В статье представлены усредненная малосигнальная и нелинейная динамическая модели преобразователя на основе двухполярной реверсивной модуляции с пропорционально-интегральным регулятором, которая позволяет рассчитывать электромагнитные процессы в преобразователе как при переменном, так и при постоянном задающем сигнале. Данные модели позволяют в полной мере решать поставленные в работе задачи. Для анализа динамики построены карты динамических режимов для преобразователя с постоянным задающим сигналом и для преобразователя с синусоидальным задающим сигналом при двух разных параметрах задающих воздействий. На эти карты была наложена граница устойчивости, полученная на основе усредненной малосигнальной динамической модели. Анализ показал, что усредненная малосигнальная модель не позволяет спрогнозировать появление нежелательных динамических режимов в определенных областях параметров регулятора. Также было показано, что области желаемых режимов в пространстве параметров регулятора в преобразователе с синусоидальным задающим сигналом намного больше, чем в преобразователе с постоянным задающим сигналом при тех же параметрах силовой части.

Ключевые слова: однофазный инвертор напряжения, реверсивный преобразователь напряжения, двухполярная реверсивная модуляция, пропорционально-интегральный регулятор, устойчивость, нелинейная динамическая модель, желаемый динамический режим.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-2-5-25

Введение

Однофазные инверторы напряжения (ОИН) достаточно широко распространены и обеспечивают синусоидальное напряжение на выходе, что требуется для питания различных нагрузок переменного тока [1–6]. Они строятся по схемам реверсивных преобразователей постоянного напряжения для двух разновидностей широтно-импульсной модуляции (ШИМ):

двухполярной реверсивной модуляции (ДРМ) или однополярной реверсивной модуляции [7]. При этом в отличие от реверсивных преобразователей постоянного напряжения в системе управления ОИН используется синусоидальный задающий сигнал.

Реверсивные преобразователи постоянного напряжения (РППН) [6, 7] применяются для питания нагрузок постоянного тока, где необходимо изменение знака выходного напряжения, например для изменения направления вращения двигателей и т. п.

Для управления ОИН и РППН применяются различные подходы [1–12], основной целью которых является стабилизация напряжения на нагрузке. В ряде случаев к ОИН предъявляются строгие требования к поддержанию синусоидальной формы выходного напряжения. Наиболее простой системой управления является система, обеспечивающая регулирование выходного напряжения по отклонению, где используется отрицательная обратная связь по мгновенному значению выходного синусоидального напряжения, а заданные динамические свойства системы определяются выбранным регулятором напряжения.

Выбор параметров регулятора напряжения связан с необходимостью обеспечения устойчивости замкнутой системы автоматического управления. При построении ОИН выбор параметров регулятора, как правило, осуществляется на основе усредненных малосигнальных моделей силовой части инвертора в предположении, что динамика инвертора не зависит от задающего сигнала [3–5], т. е. система является линейной. Действительно, такой подход в первом приближении правомерен, поскольку схемы реверсивных преобразователей [7], применяемые при построении ОИН, чаще всего обеспечивают линейную статическую характеристику.

Многочисленные работы, посвященные анализу динамики импульсных систем преобразования электроэнергии [12–17], показали, что усреднение и линеаризация ведут к потере информации о динамике системы и результаты, полученные с использованием малосигнального моделирования, не всегда подтверждаются как практикой, так и моделированием в существующих программных пакетах, где заведомо реализуются нелинейные динамические модели. Вопросы учета динамических нелинейностей при выборе параметров регулятора ОИН и РППН рассмотрены недостаточно, а работы, связанные с исследованием нелинейной динамики однофазных инверторов напряжения [14–17] посвящены лишь изучению физических явлений в таких системах.

Как известно, в системах рассматриваемого класса возможно возникновение нелинейных колебаний при неверно выбранных параметрах регулятора. Такие режимы сопровождаются существенным искажением синусоидальности выходного напряжения и не могут быть предсказаны усредненными малосигнальными моделями. С точки зрения теории управления ОИН являются нелинейными неавтономными динамическими системами, которые при анализе сводятся к системам с дискретным временем и могут быть описаны нелинейными разностными уравнениями. Их основным режимом работы является периодический режим. С позиций теории неавтономных динамических систем в ОИН имеются два внешних периодиче-

ских воздействия: одно определяется источником синусоидального задающего сигнала, а другое – источником тактовых импульсов в составе широтно-импульсного модулятора. В РППН имеется одно внешнее периодическое воздействие от источника тактовых импульсов. Также в обоих случаях имеется одно внешнее постоянное воздействие в виде входного напряжения.

Именно вопросам применения нелинейных динамических моделей при выборе параметров регулятора ОИН и РППН посвящена данная статья.

1. Цель и задачи исследования

Основной целью данной статьи является сравнительный анализ результатов, полученных с помощью усредненной малосигнальной динамической модели РППН на основе двухполярной реверсивной модуляции (ДРМ) и нелинейной динамической модели ОИН на основе синусоидальной двухполярной реверсивной модуляции (СДРМ). В составе системы управления предполагается использовать пропорционально-интегральный регулятор (ПИ-регулятор) [18].

Для достижения заявленной цели требуется решить следующие задачи.

1. Создание нелинейной динамической математической модели преобразователя на основе ДРМ с пропорционально-интегральным регулятором, которая позволяет моделировать электромагнитные процессы в преобразователе с ДРМ как при переменном, так и при постоянном задающем сигнале. Данная модель будет реализована на языке высокого уровня. Такой подход позволяет существенно повысить скорость расчетов по сравнению с существующим программным обеспечением. Также указанная модель позволит моделировать импульсный преобразователь на основе ДРМ с постоянным выходным напряжением.

2. Разработка малосигнальной динамической модели рассматриваемого преобразователя.

3. Проведение сравнительного анализа результатов расчета, полученных с помощью усредненной малосигнальной динамической модели, с результатами расчета, полученными с помощью нелинейной динамической модели.

Решение указанных задач позволит выявить основные проблемы обоих методов анализа динамики ОИН и РППН и сформировать основные подходы к выбору параметров регулятора с учетом динамических нелинейностей.

2. Описание объекта исследования

Структурная схема преобразователя на основе ДРМ с системой управления, реализующей обратную связь по мгновенному значению выходного напряжения, представлена на рис. 1, а. Она является традиционной и может быть реализована в том числе с использованием современных микроконтроллеров.

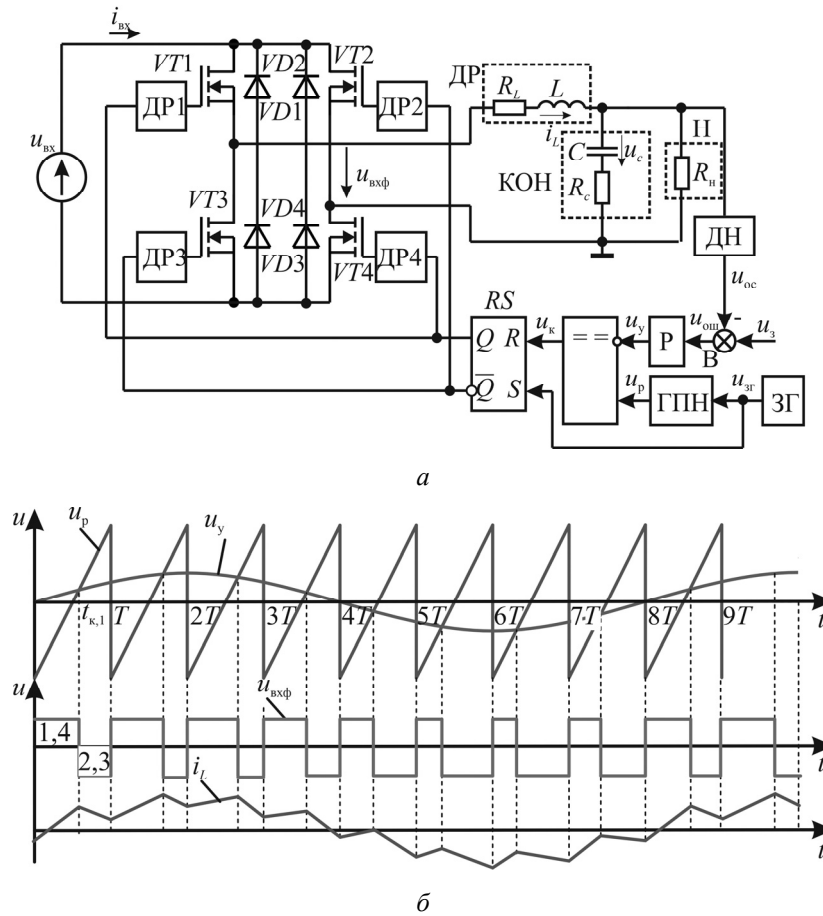


Рис. 1 – К описанию преобразователя на основе двухполярной реверсивной модуляции:

a – структурная схема; *б* – временные диаграммы

Fig. 1 – Description of the converter based on bipolar reversible modulation:

a – block diagram; *b* – timing diagrams

Рассматриваемое устройство состоит из силовой части, в состав которой входят силовые транзисторы $VT1-VT4$, параллельно которым подключены обратные диоды $VD1-VD4$, силового фильтра, который состоит из дросселя ДР с индуктивностью L и последовательным сопротивлением R_L , конденсатора КОН с емкостью C и последовательным сопротивлением R_C . На вход инвертора подключен источник напряжения $U_{вх}$ с выходным напряжением $u_{вх}$. К выходу инвертора подключена активная нагрузка Н с сопротивлением R_H .

Система управления включает: датчик напряжения ДН, вычитатель В, генератор пилообразного (развертывающего) напряжения ГПН, регулятор Р, компаратор «=», триггер-защелку RS, драйверы ключей ДР1–ДР4.

На рис. 1, *a* использованы следующие обозначения: $u_{вх}$ – входное напряжение; $u_{вхф}$ – входное напряжение фильтра; i_L – ток дросселя;

u_c – напряжение на конденсаторе; u_{oc} – сигнал обратной связи с выхода датчика выходного напряжения; u_z – задающий сигнал; $u_{ош}$ – сигнал ошибки; u_y – сигнал управления; u_{zg} – выходной сигнал задающего генератора, формирующего короткие тактовые импульсы в начале каждого тактового интервала; u_k – выходной сигнал ШИМ-компаратора; u_p – развертывающее напряжение.

Задающий сигнал определяется по выражению

$$u_z(t) = U_z + u_{zm} \sin(\omega_c t), \quad (1)$$

где U_z – постоянная составляющая сигнала задания; u_{zm} – амплитуда переменной составляющей сигнала задания; ω_c – круговая частота сигнала задания. При этом $\omega_{кв} / \omega_c = q$, где $\omega_{кв}$ – круговая частота квантования (частота ШИМ); q – кратность квантования. Для ОИН $U_z = 0$, а для РППН $u_{zm} = 0$.

На рис. 1, б представлены временные диаграммы, характеризующие работу ОИН. Ключи включаются попарно (номера включенных ключей отмечены на рис. 1, б) и формируют на входе фильтра двухполярные импульсы. Длительность подынтервалов положительного и отрицательного напряжения на входе фильтра изменяется по синусоидальному закону. На рис. 1, б начало тактового интервала с номером k обозначается как $(k-1)T$. Момент коммутации ключей внутри k -го тактового интервала обозначается как $t_{к,k}$. Остальные обозначения соответствуют рис. 1, а.

3. Нелинейная математическая модель однофазного инвертора на основе двухполярной реверсивной модуляции

Вначале рассмотрим нелинейную динамическую модель ОИН и РППН на основе ДРМ. Как упоминалось ранее, в рассматриваемой системе предполагается использовать ПИ-регулятор, передаточная функция которого имеет вид

$$W_p(p) = K_{\Pi} + \frac{1}{T_{\Pi} p + K},$$

где K_{Π} – коэффициент пропорциональной части регулятора; T_{Π} – постоянная времени интегрирования интегратора; K – относительно малый коэффициент, учитывающий неидеальность интегратора.

Математические модели таких систем являются кусочно-линейными [12, 13]. В данном случае на каждом подынтервале неизменности топологии силовой части электромагнитные процессы описываются системой линейных дифференциальных уравнений. Как следует из рис. 1, а, особенностью рассматриваемого преобразователя является то, что сигнал задания u_z в составе сигнала ошибки $u_{ош} = u_z - u_{oc}$ подается на вход регулятора, так что он будет входить в состав систем дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные процессы в ОИН на каждом подынтервале неизменности топологии силовой части.

Также из рис. 1, б очевидно, что на k -м тактовом интервале можно выделить два подынтервала: $(k-1)T \dots t_{k,k}$ и $t_{k,k} \dots kT$. С точки зрения математического описания эти два подынтервала отличаются друг от друга только знаком напряжения $u_{\text{вхф}}$, так что можно записать обобщенную систему дифференциальных уравнений для указанных подынтервалов:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{X}}{dt} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}(\mathbf{X}, t); \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\mathbf{X}. \end{aligned} \quad (2)$$

где $\mathbf{X} = (i_L u_c u_{\text{и}})^T$ – вектор переменных состояния; $\mathbf{Y} = (u_{\text{вых}} u_{\text{и}})^T$ – вектор выходов; $(\cdot)^T$ – операция транспонирования; $u_{\text{и}}$ – выходное напряжение интегратора в составе ПИ-регулятора; $\mathbf{U}$ – вектор внешних (управляющих) воздействий; $\mathbf{A}$ – системная матрица; $\mathbf{B}$ – матрица управления; $\mathbf{C}$ – матрица выхода. При этом

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L + R_{\text{н}} \parallel R_c}{L_{\phi}} & -\frac{R_{\text{н}}}{L_{\phi}(R_c + R_{\text{н}})} & 0 \\ \frac{R_{\text{н}}}{C_{\phi}(R_c + R_{\text{н}})} & -\frac{1}{C_{\phi}(R_c + R_{\text{н}})} & 0 \\ -\frac{R_{\text{н}} \parallel R_c K_{\text{ос}}}{T_{\text{и}}} & \frac{R_{\text{н}} K_{\text{ос}}}{T_{\text{и}}(R_c + R_{\text{н}})} & -\frac{K}{T_{\text{и}}} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_{\phi}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{\text{и}}} \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} R_{\text{н}} \parallel R_c & \frac{R_{\text{н}}}{R_c + R_{\text{н}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{\text{и}}} \end{pmatrix}; \quad R_{\text{н}} \parallel R_c = \frac{R_{\text{н}} R_c}{R_{\text{н}} + R_c}.$$

Как видно из системы (2), вектор управляющих воздействий зависит не только от времени, но и от вектора переменных состояния, что говорит о нелинейности системы (2).

Вектор управляющих воздействий имеет вид

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} U_{\text{вх}} KF(\mathbf{X}, t) \\ 0 \\ U_3 + u_{3m} \sin(\omega_c t) \end{pmatrix},$$

где $KF(\mathbf{X}, t)$ – коммутационная функция, которая определяется по выражению

$$KF(\mathbf{X}, t) = \text{sign}(\xi(\mathbf{X}, t));$$

$\xi(\mathbf{X}, t)$ – переключающая функция, задаваемая выражением

$$\begin{aligned}\xi(\mathbf{X}, t) &= u_y(t) - u_p(t) = \\ &= K_{\Pi} (U_3 + u_{3m} \sin(\omega_c t) - C_1 \mathbf{Y} K_{oc}) + C_2 \mathbf{Y} - u_p(t).\end{aligned}\quad (3)$$

Временная зависимость двухполярного развертывающего пилообразного сигнала u_p (рис. 1, а) задается выражением

$$u_p(t) = 2U_{pm} \left(\frac{t}{T} - E\left(\frac{t}{T}\right) \right) - U_{pm},$$

где функция вида $E(x)$ – целочисленная функция Антье; U_{pm} – амплитуда развертывающего сигнала.

Из выражения (3) видно: если $u_y > u_p$, то $\xi(\mathbf{X}, t) > 0$ и $KF(\mathbf{X}, t) = 1$; если $u_y < u_p$, то $\xi(\mathbf{X}, t) < 0$ и $KF(\mathbf{X}, t) = -1$.

Выражение (2) для определенного i -го подынтервала неизменности топологии силовой части на k -м тактовом интервале может быть представлено в виде

$$\begin{aligned}\frac{d\mathbf{X}}{dt} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}_{dc}\mathbf{U}_{dc} + \mathbf{B}_{ac}\mathbf{U}_{ac}(t); \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\mathbf{X},\end{aligned}\quad (4)$$

где $\mathbf{B}_{dc}$ – матрица управления для постоянных составляющих управляющих воздействий; $\mathbf{B}_{ac}$ – матрица управления для переменных составляющих управляющих воздействий; $\mathbf{U}_{dc}$ – вектор постоянных составляющих управляющих воздействий; $\mathbf{U}_{ac}$ – вектор переменных составляющих управляющих воздействий:

$$\begin{aligned}\mathbf{B}_{dc} &= \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_{\Phi}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{и}} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{B}_{ac} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{и}} \end{pmatrix}; \\ \mathbf{U}_{dc} &= \begin{pmatrix} (-1)^{i+1} U_{BX} \\ 0 \\ U_3 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{U}_{ac} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ U_3 + u_{3m} \sin(\omega_c t) \end{pmatrix}.\end{aligned}$$

Множитель $(-1)^{i+1}$ в одном из элементов вектора $\mathbf{U}_{dc}$ означает, что данный элемент принимает положительное или отрицательное значение в зависимости от значения функции $KF(\mathbf{X}, t)$ на i -м подынтервале неизменности топологии силовой части ОИИ.

Решение уравнения (4) на i -м подынтервале ($I = 1, 2$) неизменности топологии силовой части в пределах k -го тактового интервала имеет вид

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t) = & \mathbf{M}_e(t, t_{0,i}) \mathbf{X}_{0i} + (\mathbf{M}_e(t, t_{0,i}) - \mathbf{E}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_{dc} \mathbf{U}_{dc} - \\ & - \mathbf{M} [\mathbf{\Phi}_{ac}(t) - \mathbf{M}_e(t, t_{0,i}) \mathbf{\Phi}_{ac}(t_{0,i})], \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{\Phi}_{ac}(t) &= \mathbf{B}_{ac} \mathbf{U}'_{ac}(t) \omega_c + \mathbf{A} \mathbf{B}_{ac} \mathbf{U}_{ac}(t); \\ \mathbf{M}_e(t) &= e^{\mathbf{A}(t-t_{0,i})}; \quad \mathbf{M} = (\mathbf{E} \omega_c^2 + \mathbf{A}^2)^{-1}; \\ \mathbf{U}'_{ac}(t) &= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{3m} \omega_c \cos(\omega_c t) \end{pmatrix}, \end{aligned}$$

$\mathbf{X}_{0,i}$ – вектор переменных состояния в начале i -го подынтервала неизменности топологии силовой части в пределах k -го тактового интервала; $t_{0,i}$ – начало i -го подынтервала неизменности топологии силовой части в пределах k -го тактового интервала ($t_{0,1} = (k-1)T, t_{0,2} = t_{k,k}$).

С помощью формулы (5) можно рассчитывать временные зависимости фазовых переменных на i -м подынтервале неизменности топологии силовой части, а при переходе к $i+1$ подынтервалу использовать метод припасовывания.

Введем обозначения: $\mathbf{X}_{k-1}$ – вектор переменных состояния в момент $(k-1)T$, а $\mathbf{X}_k$ – в момент kT .

На основе формулы (5) можно найти связь вида

$$\mathbf{X}_k = \Psi(\mathbf{X}_{k-1}). \quad (6)$$

Для этого на основании формулы (5) при $t = t_{k,1}, t_{0,1} = (k-1)T$ и $\mathbf{X}_{0,1} = \mathbf{X}_{k-1}$ рассчитывается вектор переменных состояния $\mathbf{X}_{tk1}$ в момент времени $t_{k,1}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{tk1} = & \mathbf{M}_e(t_{k,1}, (k-1)T) \mathbf{X}_{k-1} + (\mathbf{M}_e(t_{k,1}, (k-1)T) - \mathbf{E}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_{dc} \mathbf{U}_{dc} - \\ & - \mathbf{M} [\mathbf{\Phi}_{ac}(t_{k,1}) - \mathbf{M}_e(t_{k,1}, (k-1)T) \mathbf{\Phi}_{ac}((k-1)T)]. \end{aligned} \quad (7)$$

Далее, считая $\mathbf{X}_{02} = \mathbf{X}_{tkk}, t = kT, t_{0,2} = t_{k,1}$, подставляем уравнение (6) в формулу (5) и имеем

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k = & \mathbf{M}_e(kT, t_{k,1}) \left\{ \mathbf{M}_e(t_{k,1}, (k-1)T) \mathbf{X}_{k-1} + (\mathbf{M}_e(t_{k,1}, (k-1)T) - \mathbf{E}) \times \right. \\ & \times \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_{dc} \mathbf{U}_{dc} - \mathbf{M} [\mathbf{\Phi}_{ac}(t_{k,1}) - \mathbf{M}_e(t_{k,1}, (k-1)T) \mathbf{\Phi}_{ac}((k-1)T)] \Big\} + \\ & + (\mathbf{M}_e(kT, t_{k,1}) - \mathbf{E}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_{dc} \mathbf{U}_{dc} - \mathbf{M} [\mathbf{\Phi}_{ac}(kT) - \mathbf{M}_e(kT, t_{k,1}) \mathbf{\Phi}_{ac}(t_{k,1})]. \end{aligned} \quad (8)$$

Таким образом, выражение (8) раскрывает зависимость (6).

Выражение (6) представляет собой рекуррентную формулу, где следующее значение последовательности ($\mathbf{X}_k$) рассчитывается на основе преды-

дущего значения $\mathbf{X}_{k-1}$. По сути формула (6) является нелинейным разностным уравнением (отображением Пуанкаре), где при последовательных итерациях в установившемся режиме наблюдается определенное количество неподвижных точек отображения. Также стоит заметить, что при постоянном задающем сигнале ($u_{zm} = 0$) выражение (8) можно существенно упростить, что снизит требования к вычислительным ресурсам.

Для использования формулы (8) необходимо на каждой k -й итерации вычислять момент коммутации $t_{k,k}$, который может быть рассчитан с учетом формулы (3) на основе уравнения

$$\xi(\mathbf{X}, t) = 0.$$

Данное уравнение является трансцендентным и решается с помощью численных методов на каждой итерации отображения [формула (6)].

Далее рассмотрим понятие желаемого динамического режима импульсных преобразователей. Как отмечается в [12, 13], для системы с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией под желаемым динамическим режимом подразумевается режим, в котором частота пульсаций выходного напряжения равна частоте задающего сигнала. В нежелательных режимах она может быть в m раз меньше (m -кратность цикла) или вообще могут наблюдаться хаотические колебания. В желаемом режиме $m = 1$, и данный режим будем называть 1-циклом. Также заметим, что в желаемом режиме на периоде выходного напряжения укладывается q тактовых интервалов. Для системы с постоянным задающим сигналом под желаемым 1-циклом понимается такой режим, при котором частота пульсаций выходного напряжения равна частоте квантования широтно-импульсной модуляции.

Оценка локальной устойчивости желаемого динамического режима осуществляется на основе анализа собственных значений матрицы монодромии (мультипликаторов) [12, 13], которая с учетом формулы (6) для 1-цикла ОИН может быть рассчитана как

$$\mathbf{M} = \prod_{i=1}^q \frac{\partial \Psi(\mathbf{X}_{m-i}^*)}{\partial \mathbf{X}_{m-i}}, \quad (9)$$

где $\mathbf{X}_{m-i}^*$ – координата неподвижной точки на $m-i$ -й итерации отображения, описываемого выражением (6).

Координаты неподвижных точек желаемого режима могут быть найдены из системы уравнений

$$\underbrace{\Psi(\Psi(\dots\Psi(\mathbf{X}_1^*)\dots))}_q = \mathbf{X}_1^*. \quad (10)$$

Запись в левой части выражения (10) означает, что осуществлена последовательная подстановка q раз выражения (6) самого в себя. Система (10) может быть решена с помощью любого численного метода решения нелинейных трансцендентных уравнений. Для нахождения остальных непо-

движных точек $\mathbf{X}_k^*$, $k = 2, 3 \dots q$ необходимо осуществить $q - 1$ итераций отображения [выражение (6)] с начальных условий $\mathbf{X}_1^*$.

Расчет матрицы монодромии на основе выражения (9) и решение системы (10) для РППН с постоянным задающим сигналом осуществляется при $u_{zm} = 0$ и $q = 1$.

4. Малосигнальная усредненная математическая модель однофазного инвертора на основе двухполярной реверсивной модуляции

Рассмотрим усредненную малосигнальную динамическую модель в виде передаточной функции преобразователя на основе ДРМ, которая используется при выборе параметров как регулятора преобразователей с постоянным выходным напряжением (РППН), так и преобразователей с переменным выходным напряжением (ОИН). Также отметим, что в системе на рис. 1, б развертывающее напряжение двухполярное, которое изменяется от $-U_{pm}$ до $+U_{pm}$.

Преобразователь на основе ДРМ обладает линейной статической регулировочной характеристикой, поэтому для получения его передаточной функции достаточно знать передаточную функцию выходного фильтра и передаточную функцию импульсного модулятора.

Малосигнальная передаточная функция преобразователя с ДРМ может быть представлена в виде

$$W_{\text{ОИН}}(s) = \frac{\hat{u}_{\text{ВЫХ}}(s)}{\hat{u}_y(s)} = W_{\text{ИМ}}(s)W_{\text{Ф}}(s), \quad (11)$$

где передаточная функция импульсного модулятора рассчитывается по выражению

$$W_{\text{ИМ}}(s) = \frac{\hat{u}_{\text{ВЫХ.ИМ}}}{\hat{u}_y(s)}, \quad (12)$$

где $\hat{u}_{\text{ВЫХ.ИМ}}$ – переменная малосигнальная составляющая выходного напряжения импульсного модулятора.

Знак «^» над переменными в формулах (11), (12) и (14) означает, что в этих выражениях используются малые отклонения указанных переменных.

Выходное напряжение преобразователя на основе ДРМ при $\gamma = \text{const}$ вычисляется по выражению

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}(2\gamma - 1), \quad (13)$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ – среднее значение выходного напряжения преобразователя; $U_{\text{ВХ}}$ – среднее значение входного напряжения преобразователя; γ – статический коэффициент заполнения.

При этом стоит отметить, что средние значения выходного напряжения импульсного модулятора и выходного напряжения преобразователя совпадают.

На основе уравнения (13) запишем выражение для малых сигналов:

$$\hat{u}_{\text{вых.им}} = U_{\text{вх}} 2\hat{\gamma}, \quad (14)$$

где $\hat{u}_{\text{вых.им}}$ — переменная малосигнальная составляющая выходного напряжения импульсного модулятора.

Влияние малых отклонений $U_{\text{вх}}$ в данной работе не рассматривается.

На следующем этапе найдем связь $\hat{u}_y$ и $\hat{\gamma}$.

Анализ рис. 1 показывает, что для статических значений указанных переменных

$$\gamma = \frac{U_y + 0,5U_{\text{pm}}}{2U_{\text{pm}}}.$$

Записывая данное выражение для малых сигналов, имеем

$$\hat{\gamma} = \frac{\hat{u}_y}{2U_{\text{pm}}}. \quad (15)$$

Таким образом, подставляя выражение (15) в уравнение (14), имеем

$$\hat{u}_{\text{вых.им}} = U_{\text{вх}} 2 \frac{\hat{u}_y}{2U_{\text{pm}}}.$$

Отсюда

$$W_{\text{им}}(s) = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{pm}}}. \quad (16)$$

Передаточная функция Г-образного LC-фильтра, используемая в выражении (11), имеет вид [9]

$$W_{\Phi}(p) = \frac{K_{\Phi}(\tau_c p + 1)}{T_{\Phi}^2 p^2 + 2\xi T_{\Phi} p + 1}, \quad (17)$$

где

$$T_{\Phi} = \sqrt{\frac{LC(R_L + R_c)}{R_L + R_H}}; \quad \xi = \frac{L + C[R_L(R_c + R_H) + R_c R_H]}{2\sqrt{LC(R_c + R_H)(R_L + R_H)}};$$

$$K_{\Phi} = \frac{R_H}{R_L + R_H}; \quad \tau_c = R_c C.$$

На основе выражений (11), (16) и (17) передаточная функция разомкнутого контура имеет вид

$$W_{\text{раз}}(p) = W_p(p)W_{\text{им}}(p)W_{\Phi}(p)K_{\text{ос}}. \quad (18)$$

Передаточная функция замкнутой системы имеет вид

$$W_{\text{зам}}(p) = \frac{W_p(p)W_{\text{им}}(p)W_{\text{ф}}(p)}{1 + W_{\text{раз}}(p)}. \quad (19)$$

Устойчивость замкнутой линейной системы автоматического управления для удобства обеспечивается средствами MatLab на основе корней характеристического уравнения замкнутой системы, получаемого по выражению (19). Как известно, если действительная часть хотя бы одного корня характеристического уравнения больше нуля, то система является неустойчивой [16].

Передаточная функция по ошибке может быть представлена как

$$W_{\text{ош}}(p) = \frac{1}{1 + W_{\text{раз}}(p)}. \quad (20)$$

Частотная зависимость амплитуды ошибки на основании уравнения (20) может быть найдена как

$$A_{\text{ош}}(\omega) = \left[\left(\omega^2 \left[a_0^2 + \omega^2 (a_1^2 - 2a_0a_2) + a_2^2 \omega^4 \right] \right) \div \left((K_{\text{ос}}b_0K_{\text{и}})^2 + \right. \right. \\ \left. \left. + \omega^2 \left[(a_0 + K_{\text{ос}}b_0K_{\text{п}})^2 - 2c_0K_{\text{и}}a_1 \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \omega^4 \left[(a_1 + K_{\text{ос}}b_1K_{\text{п}})^2 - 2(a_0 + K_{\text{ос}}b_0K_{\text{п}})a_2 \right] \right) \right]^{1/2}, \quad (21)$$

где

$$a_2 = U_{\text{pm}}; \quad a_1 = U_{\text{pm}} \left[\frac{1}{L} (R_L + R_{\text{н}} \parallel R_c) + \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_{\text{н}} + R_c} \right) \right]; \\ a_0 = U_{\text{pm}} \frac{R_L + R_{\text{н}}}{LC(R_{\text{н}} + R_c)}; \quad b_1 = \frac{R_{\text{н}}U_{\text{вх}}}{LC(R_{\text{н}} + R_c)} R_c C; \quad b_0 = \frac{R_{\text{н}}U_{\text{вх}}}{LC(R_{\text{н}} + R_c)}.$$

5. Исследование динамики преобразователя на основе двухполярной реверсивной модуляции

В данном разделе исследована динамика преобразователя напряжения при использовании линейной и нелинейной динамических моделей как при постоянном (РППН), так и при переменном (ОИН) задающем сигнале.

Будут использованы следующие параметры системы: $U_{\text{вх}} = 250$ В; $R_{\text{н}} = 12,5$ Ом; $R_L = 1$ Ом; $L = 0,00227$ Гн; $R_c = 20$ мОм; $C = 20$ мкФ; $K_{\text{ос}} = 0,05$; $U_{\text{pm}} = 10$ В; $T = 0,0001$ с; $q = 200$.

Сначала рассмотрим карты динамических режимов, которые представлены на рис. 2, а, в и характеризуют РППН с постоянным задающим сигналом U_z (в данном случае на выходе будет постоянное напряжение). На рис. 2, б, г представлены диаграммы размаха колебаний, соответствующие картам на рис. 2, а, в.

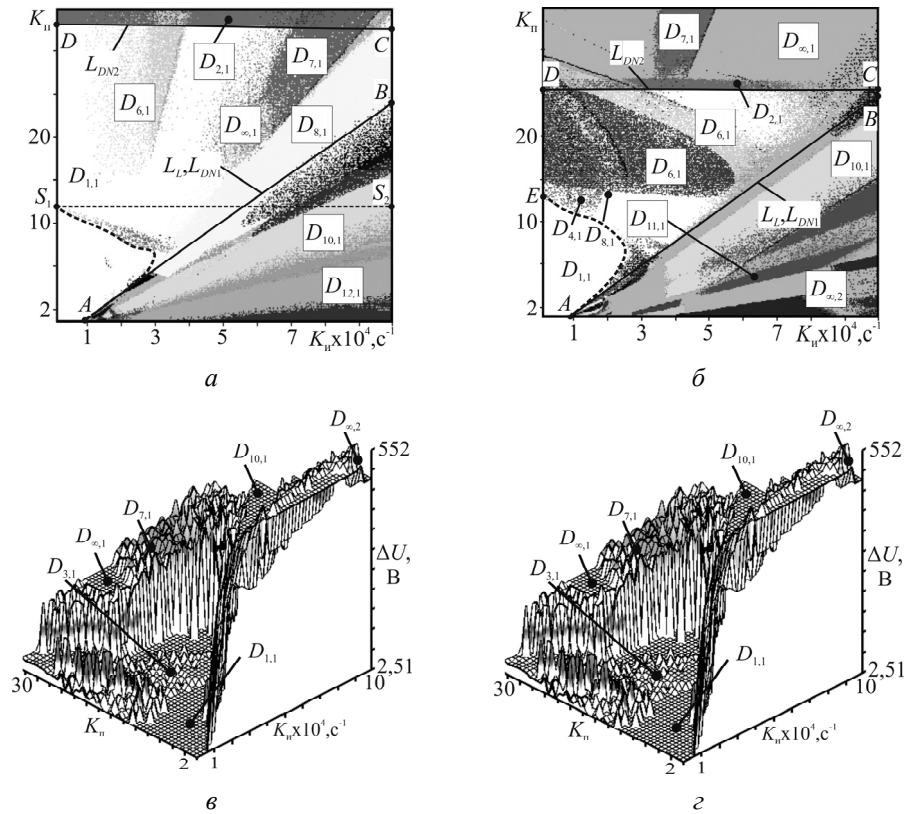


Рис. 2 – Двухпараметрические диаграммы для реверсивного преобразователя постоянного напряжения на основе ДРМ:

a – карта динамических режимов при $U_3 = 1$ В; b – диаграмма действующего значения сигнала ошибки при $U_3 = 1$ В; c – карта динамических режимов при $U_3 = 6$ В; d – диаграмма действующего значения сигнала ошибки при $U_3 = 6$ В

Fig. 2 – Two-parameter diagrams for a reversible DC-DC converter based on a BRM:

a – is a map of dynamic modes at $U_{ref} = 1$ V; b – is a diagram of the effective value of the error signal at $U_{ref} = 1$ V; c – is a map of dynamic modes at $U_{ref} = 6$ V; d – is a diagram of the effective value of the error signal at $U_{ref} = 6$ V

Данные диаграммы построены в пространстве двух параметров $K_{и} = 1/T_{и}$ и коэффициента $K_{п}$. Параметры $K_{п}$ и $T_{и}$ входят в состав передаточной функции, характеризующей ПИ-регулятор.

На картах (рис. 2, a , c) разными оттенками и символами $D_{i,j}$ отмечены области существования различных динамических режимов. В обозначении $D_{i,j}$ индекс i – кратность цикла в соответствующей области, индекс j – номер области на карте с кратностью цикла i . В общем случае на карте может присутствовать две и более несвязанные области с одинаковой кратностью цикла в различных областях карты. Также на картах отмечены границы AB и CD (L_{DN1} и L_{DN2} соответственно), которые определяют границы устойчивости желаемого динамического режима. Именно при пере-

сечении этих границ модуль старшего мультипликатора желаемого режима (1-цикла) пересекает единицу. Также на картах приведена граница L_L , которая была получена на основе анализа корней характеристического уравнения линейной динамической модели замкнутой системы (19). При этом она полностью совпадает с L_{DN1} , т. е. с этой точки зрения результаты линейной и нелинейной модели совпадают. Однако граница L_{DN2} малосигнальной усредненной моделью предсказана не была, что говорит об ограничениях этой модели.

Из рис. 2, б, г видно, что в областях ниже линии AB размах колебаний может достигать нескольких сотен вольт, в то время как в областях $D_{1,1}$ он составляет единицы вольт.

Анализ нелинейной динамической модели показал, что желаемый динамический режим устойчив в областях $D_{1,1}$ на рис. 2, а, в, т. е. ниже L_{DN2} и левее L_{DN1} . При этом стоит заметить, что в обозначенных областях существуют и области нежелательных режимов $D_{6,1}$, $D_{7,1}$, $D_{8,1}$ и т. п. (рис. 2, а) и области $D_{3,1}$, $D_{6,1}$, $D_{4,1}$, $D_{8,1}$, $D_{\infty,1}$ (рис. 2, в). Данные области, как видно на рис. 2, неодносвязны, что обусловлено тем, что карты динамических режимов строились со случайных начальных условий и в зависимости от этих условий система попадала либо в желаемый режим $D_{1,1}$, либо в нежелательный режим. Это так называемые области мультистабильности. Также области мультистабильности в общем случае могут образовываться несколькими нежелательными режимами.

На рис. 3 представлена бифуркационная диаграмма, которая соответствует сечению S_1S_2 на рис. 2, а, соответствующему $K_{\Pi} = 12$. Она показывает эволюцию координат неподвижных точек динамических режимов (в данном случае для каждой точки рассматривается одна координата, соответствующая u_c) в зависимости от K_{Π} . До $K_{\Pi 1} = 41035 \text{ с}^{-1}$ в системе существовал желаемый 1-цикл $V_{1,1}$, соответствующий области $D_{1,1}$ на рис. 2, а. При $K_{\Pi} > K_{\Pi 1}$ в системе одновременно сосуществуют режимы $V_{1,1}$ и $V_{8,1}$ (соответствует области $D_{8,1}$ на рис. 2, а). В точке $K_{\Pi 2} = 56188 \text{ с}^{-1}$ желаемый 1-цикл становится неустойчивым и не реализуется при моделировании, но продолжает существовать. После достижения $K_{\Pi 3} = 60470 \text{ с}^{-1}$ в системе существуют 8-цикл $V_{8,1}$ и 16-цикл (на рис. 2, а и рис. 3 не отмечены специальными буквенными обозначениями).

Таким образом, видно, что анализ локальной устойчивости желаемого динамического режима, линеаризованного в рабочей точке отображения Пуанкаре, дает более точные результаты по сравнению с малосигнальной усредненной динамической моделью (выявляет границу L_{DN2} на рис. 2), но всё же не учитывает мультистабильность, т. е. устойчивость в целом. Мультистабильность может быть выявлена только при анализе карт динамических режимов, полученных на основе анализа временных зависимостей, рассчитанных со случайных начальных условий.

На основании анализа рис. 2 можно сделать вывод, что области допустимых значений параметров ПИ-регулятора, при которых однозначно

наблюдается желаемый динамический режим, ограничены справа кривыми AS_1 (рис. 2, а) и AE (рис. 2, в).

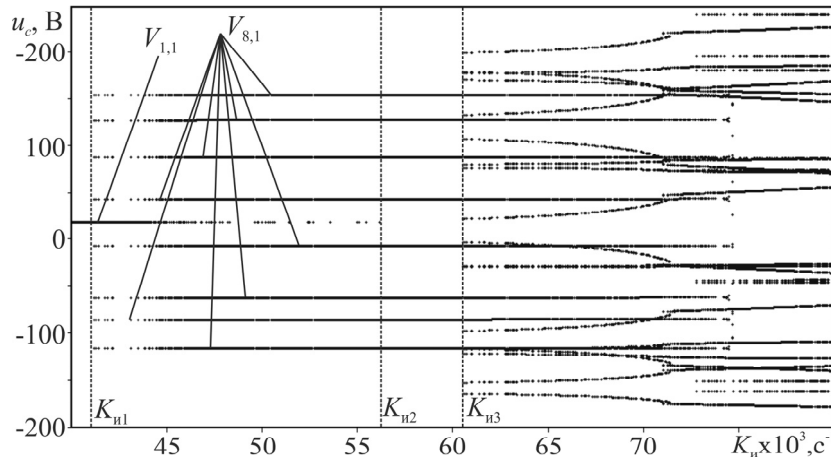


Рис. 3 – Бифуркационная диаграмма для реверсивного преобразователя постоянного напряжения на основе ДРМ при $U_3 = 1$ В и $K_n = 12$

Fig. 3 – Bifurcation diagram for a reversible DC/DC converter based on a BRM at $U_{ref} = 1$ V and $K_p = 12$

На следующем этапе сравним карты динамических режимов, полученные для РППН, с картами динамических режимов ОИН с синусоидальным задающим сигналом (рис. 4) при его разных амплитудах. Анализируя данные карты, следует помнить, что при переменном задающем сигнале рабочая точка системы перемещается в широком диапазоне за период задающего сигнала. Так, для $u_{zm} = 6$ В сигнал задания в какой-то момент принимает значения $U_3 = 1$ В и $U_3 = 6$ В. Таким образом, карты на рис. 2 и 4 можно сравнивать лишь качественно, отмечая некоторые закономерности.

Наиболее важным выводом из анализа рис. 2 и 4 является то, что на всех картах динамических режимов просматривается линия AB , которая получена с помощью анализа как линеаризованного вблизи неподвижных точек желаемого динамического режима отображения Пуанкаре, так и характеристического уравнения линейной динамической модели. Причем на всех картах слева от нее находятся области мультистабильности, когда устойчив как желаемый режим, так и нежелательные режимы. Однако характерной чертой карт на рис. 4 является существенное сокращение площади областей мультистабильности выше линии AB . Также на рис. 4, а отсутствует линия CD , в отличие от рис. 2.

На рис. 4, б, г представлены диаграммы действующего значения ошибки $U_{ош.эф}$, соответствующие картам на рис. 4, а, в. Как видно на рисунке, в областях нежелательных режимов действующее значение сигнала ошибки больше (до 200 раз), чем в областях желаемого динамического режима $D_{1,1}$. На рисунке символами D_{ij} отмечены области, соответствующие таким же областям на картах динамических режимов.

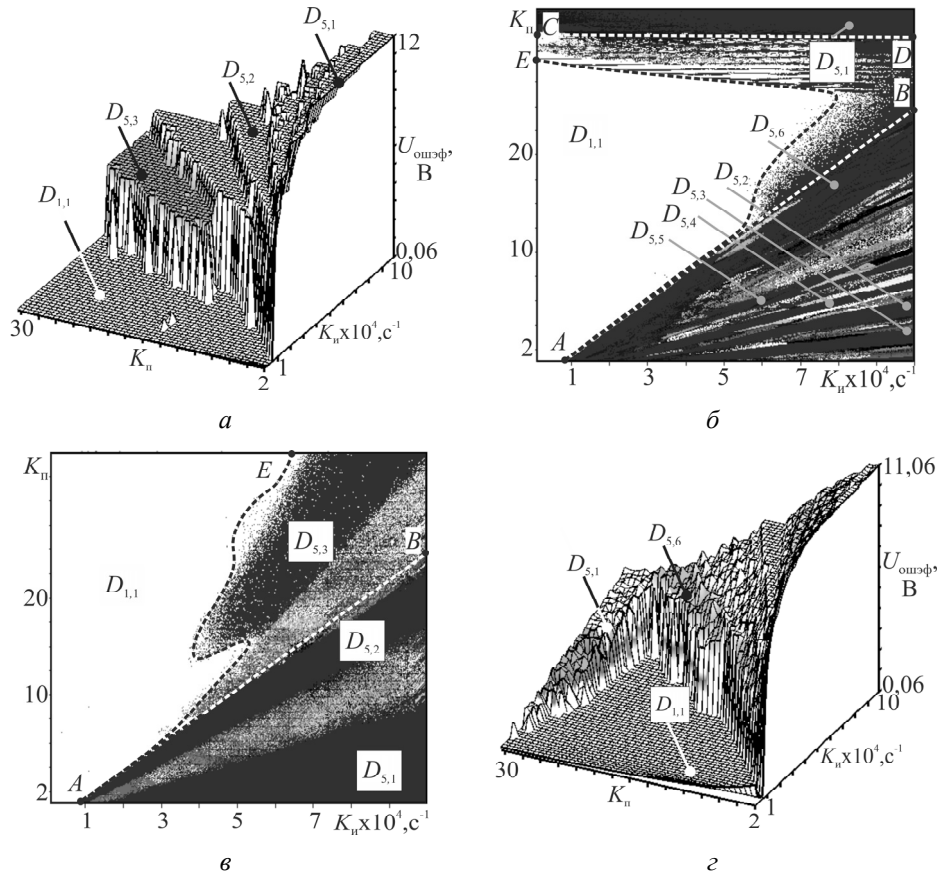


Рис. 4 – Двухпараметрические диаграммы однофазного инвертора напряжения на основе ДРМ:

a – карта динамических режимов при $u_{зм} = 1$ В; b – диаграмма действующего значения сигнала ошибки при $u_{зм} = 1$ В; c – карта динамических режимов при $u_{зм} = 6$ В; d – диаграмма действующего значения сигнала ошибки при $u_{зм} = 6$ В

Fig. 4 – Two-parameter diagrams of a single-phase voltage inverter based on the BRM:

a – is a map of dynamic modes at $u_{refm} = 1$ V; b – is a diagram of the effective value of the error signal at $u_{refm} = 1$ V; c – is a map of dynamic modes at $u_{refm} = 6$ V; d – is a diagram of the effective value of the error signal at $u_{refm} = 6$ V

Анализ показал, что области желаемого динамического режима, ограниченные справа на рис. 4, a, c линиями AE , существенно больше аналогичных областей на рис. 2. Это говорит о том, что выбор параметров регулятора ОИН на основе ДРМ на основе карт динамических режимов РППН (рис. 2) в данном случае привел бы к использованию меньших значений $K_{и}$, что негативно повлияло бы на быстродействие и, соответственно, на динамическую ошибку.

На следующем этапе рассмотрим двухпараметрическую диаграмму ошибки (рис. 5), которая была получена на основе выражения (21). Очевидно, что она представляет собой зависимость амплитуды ошибки при

воздействии синусоидального задающего сигнала с частотой ω_c и амплитудой 1 В. Как видно на рис. 5, с ростом $K_{\text{и}}$ и $K_{\text{п}}$ амплитуда ошибки снижается, но при $K_{\text{и}} = 10^5$ и $K_{\text{п}} = 2$ наблюдается максимальная ошибка.

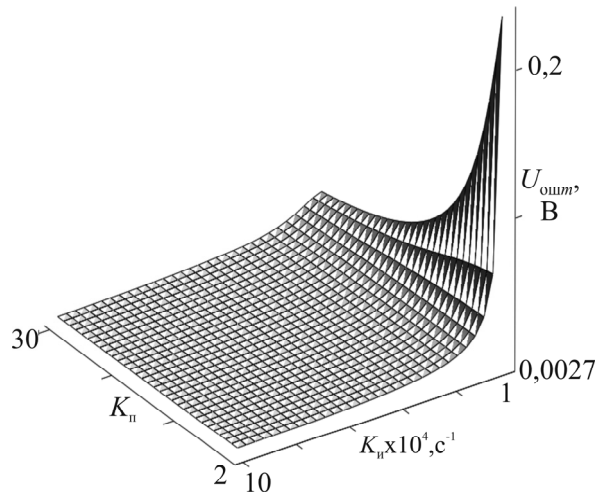


Рис. 5 – Двухпараметрическая диаграмма амплитуды ошибки линейной динамической модели при $u_{\text{зм}} = 1$ В

Fig. 5 – Two-parameter diagram of the error amplitude of the linear dynamic model at $u_{\text{refm}} = 1$ V

Заключение

Обеспечение требуемой динамики импульсных преобразователей напряжения всегда являлось достаточно специфической задачей, где требуется учет динамических нелинейностей. В статье было показано, что усредненные малосигнальные модели лишь частично отражают реальное поведение системы при тех или иных параметрах регулятора и в некоторых областях в пространстве параметров регулятора они не предсказали появление нежелательных режимов. Кроме того, малосигнальное моделирование не позволяет оценить реальную динамическую ошибку, которая будет наблюдаться при работе ОИИ. Стоит отметить и особенности применения нелинейных динамических моделей. При их использовании оценивается локальная устойчивость желаемого динамического режима, а не устойчивость в целом. Какие-то универсальные алгоритмы для решения этой задачи создать затруднительно в силу специфики рассматриваемой системы. Поэтому оценка устойчивости в целом может быть проведена лишь на основе анализа карт динамических режимов, построенных со случайных начальных условий, что позволяет оценить границы областей мультистабильности лишь приближенно, но, как правило, этой точности хватает для принятия научно обоснованного решения. Результаты анализа динамики, полученные с помощью более простых нелинейных динамиче-

ских моделей РППН, нельзя в полной мере распространить на ОИН, построенных по тем же схемам, несмотря на общие закономерности, наблюдаемые при сравнении карт динамических режимов.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Чаплыгин Е.Е., Вилков А.Е.** Исследование коэффициента передачи инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией // *Электричество*. – 2010. – № 8. – С. 52–59.
2. **Divan D.M.** Inverter topologies and control techniques for sinusoidal output power supplies // *APEC '91: Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition*. – Dallas, TX, USA: IEEE, 1991. – P. 81–87.
3. **Priyadarshini S., Alam A., Shekhar S.** Design of PI and PR controller in various reference frames for inverter control // *2024 1st International Conference on Innovative Sustainable Technologies for Energy, Mechatronics, and Smart Systems*. – Dehradun, India, 2024. – С. 1–6.
4. Comparative study of discrete PI and PR controls for single-phase UPS inverter / M. Parvez, M.F.M. Elias, N.A. Rahim, F. Blaabjerg, D. Abbott, S.F. Al-Sarawi // *IEEE Access*. – 2020. – Vol. 8. – P. 45584–45595.
5. **Yuniahastuti I.T., Senoaji.** Design voltage controller of bipolar SPWM voltage source inverter // *Journal of Advanced Technology and Multidiscipline*. – 2022. – Vol. 1 (2). – P. 45–49.
6. **Сиротский М.С., Пугачев А.А.** Математическое моделирование срока службы свинцово-кислотных аккумуляторных батарей для источников бесперебойного питания // *Автоматизация и моделирование в проектировании и управлении*. – 2024. – № 1 (23). – С. 81–88.
7. **Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М.** Модуляционные источники питания РЭА. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.
8. **Мелешин В.И.** Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
9. **Белов Г.А.** Теория импульсных преобразователей. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. – 330 с.
10. **Севернс Р., Блум Г.** Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
11. **Дмитриков В.Ф., Шушпанов Д.В.** Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания. – М.: Горячая линия – Телеком, 2019. – 540 с.
12. **Андриянов А.И.** Развитие теории управления нелинейными динамическими процессами импульсных систем электропитания: дис. ... д-ра техн. наук. – Брянск, 2022. – 515 с.
13. **Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E.** Bifurcations and chaos in piece-wise-smooth dynamical systems. – Singapore: World Scientific, 2003. – 376 p.
14. **Sun L.-X., Wen Zh.-G., Lu Sh.** Instability analysis and experimental setup of a full-bridge SPWM DC-AC converter // *IECON 2016 – 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. – Florence, Italy: IEEE, 2016. – P. 2331–2336.
15. **Avrutin V., Zhusubaliyev Z.T., Mosekilde E.** Border collisions inside the stability domain of a fixed point // *Physica D: Nonlinear Phenomena*. – 2016. – Vol. 321–322. – P. 1–15.

16. Research on nonlinear phenomena of single-phase H-bridge inverter / Y. Ping, Z. Qunru, X. Zhirong, Y. Haozhe, Z. Yuanhui // 2014 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). – Hong Kong: IEEE, 2014. – P. 1–6.
17. Li M., Dai D., Ma X. Slow-scale and fast-scale instabilities in voltage-mode controlled full-bridge inverter // Circuits, Systems & Signal Processing. – 2008. – Vol. 27 (6). – P. 811–831.
18. Ким Д.П. Теория автоматического управления. – М.: Юрайт, 2022. – 277 с.

STUDY OF CONVERTER DYNAMICS BASED ON BIPOLAR REVERSIBLE MODULATION

Andriyanov A.I.

Bryansk State Technical University, Bryansk, Russia

The object of this study is voltage converters based on bipolar reversible modulation with a constant or alternating output voltage. The subject of the study is the stability of voltage converters based on bipolar reversible modulation. To assess the stability of converters, the article uses two main approaches: stability analysis based on averaged, small-signal dynamic models and stability analysis based on nonlinear dynamic models using the method of point mapping. In the latter case, the stability of the voltage converter was assessed with constant and alternating drive signals for the purpose of a comparative analysis of the results. The article presents an averaged small-signal model and a nonlinear dynamic model of a converter based on bipolar reversible modulation with a proportional-integral controller, which allows for the calculation of electromagnetic processes in the converter with both alternating and constant drive signals. These models make it possible to fully solve the problems posed in this study. To analyze the dynamics, dynamic mode maps were constructed for a converter with a constant reference signal and for a converter with a sinusoidal reference signal, with two different reference parameters. A stability boundary derived from an averaged, small-signal dynamic model was superimposed on these maps. The analysis showed that the averaged, small-signal model is incapable of predicting the occurrence of undesirable dynamic modes in certain regions of the controller parameters. It was also shown that the regions of desirable modes in the controller parameter space are much larger for a converter with a sinusoidal reference signal than for a converter with a constant reference signal, with the same power section parameters.

Keywords: single-phase voltage inverter, reversible voltage converter, bipolar reversible modulation, proportional-integral controller, stability, nonlinear dynamic model, desired dynamic mode.

DOI: 10.17212/1727-2769-2026-2-5-25

REFERENCES

1. Chaplygin E.E., Vilkov A.E. Issledovanie dinamiki preobrazovatelei na osnove dvukhpolyarnoi rever-sivnoi modulyatsii [Study of converter dynamics based on bipolar reversible modulation]. *Elektrichestvo*, 2010, no. 8, pp. 52–59. (In Russian).

2. Divan D.M. Inverter topologies and control techniques for sinusoidal output power supplies. *APEC '91: Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition*, Dallas, TX. IEEE, 1991, pp. 81–87.
3. Priyadarshini S., Alam A., Shekhar S. Design of PI and PR controller in various reference frames for inverter control. *2024 1st International Conference on Innovative Sustainable Technologies for Energy, Mechatronics, and Smart Systems*, Dehradun, India, 2024, pp. 1–6.
4. Parvez M., Elias M.F.M., Rahim N.A., Blaabjerg F., Abbott D., Al-Sarawi S.F. Comparative study of discrete PI and PR controls for single-phase UPS inverter. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 45584–45595.
5. Yuniahastuti I.T., Senoaji. Design voltage controller of bipolar SPWM voltage source inverter. *Journal of Advanced Technology and Multidiscipline*, 2022, vol. 1 (2), pp. 45–49.
6. Sirotskiy M.S., Pugachev A.A. Matematicheskoe modelirovanie sroka sluzhby svintsovo-kislotnykh akkumulyatornykh batarei dlya istochnikov bespereboinogo pitaniya [Mathematical modeling of lifetime of lead acid batteries for uninterruptible power supplies]. *Avtomatizatsiya i modelirovanie v proektirovanii i upravlenii = Automation and Modeling in Design and Management*, 2024, no. 1 (23), pp. 81–88.
7. Kobzev A.V., Mikhal'chenko G.Ya., Muzychenko N.M. *Modulyatsionnye istochniki pitaniya REA* [Modulating power supplies for electronic equipmen]. Tomsk, Radio i svyaz' Publ., 1990. 336 p.
8. Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [Transistor converter technology]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2005. 632 p.
9. Belov G.A. *Teoriya impul'snykh preobrazovatelei* [Theory of PWM converters]. Cheboksary, Chuvash State University Publ., 2016. 330 p.
10. Severns R., Bloom G. *Impul'snye preobrazovateli postoyannogo napryazheniya dlya sistem vtorichnogo elektropitaniya* [Modern DC-to-DC switchmode converter circuits]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 294 p. (In Russian).
11. Dmitrikov V.F., Shushpanov D.V. *Ustoichivost' i elektromagnitnaya sovmestimost' ustroystv i sistem elektropitaniya* [Stability and electromagnetic compatibility of devices and power supply systems]. Moscow, Goryachaya liniya – Telekom Publ., 2019. 540 p.
12. 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. Dr. eng. sci. diss.]. Bryansk, 2022. 515 p.
13. Zhusubaliyev Zh.T., Mosekilde E. *Bifurcations and chaos in piece-wise-smooth dynamical systems*. Singapore, World Scientific, 2003. 376 p.
14. Sun L.-X., Wen Zh.-G., Lu Sh. Instability analysis and experimental setup of a full-bridge SPWM DC-AC converter. *IECON 2016 – 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, 2016, pp. 2331–2336.
15. Avrutin V., Zhusubaliyev Z.T., Mosekilde E. Border collisions inside the stability domain of a fixed point. *Physica D: Nonlinear Phenomena*, 2016, vol. 321–322, pp. 1–15.
16. Ping Y., Qunru Z., Zhirong X., Haozhe Y., Yuanhui Z. Research on nonlinear phenomena of single-phase H-bridge inverter. *2014 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, Hong Kong, 2014, pp. 1–6.
17. Li M., Dai D., Ma X. Slow-scale and fast-scale instabilities in voltage-mode controlled full-bridge inverter. *Circuits, Systems & Signal Processing*, 2008, vol. 27 (6), pp. 811–831.
18. Kim D.P. *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya* [Automatic control theory]. Moscow, Yurait Publ., 2022. 277 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Андрьянов Алексей Иванович – родился в 1979 году, д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры электронных, радиоэлектронных и электротехнических систем Брянского государственного технического университета. Область научных интересов: силовая электроника. Опубликовано 150 научных работ. (Адрес: 241035, Россия, Брянск, бульвар. 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).

*Статья поступила 03 февраля 2026 г.
Received February 03, 2026*

To Reference:

Andriyanov A.I. Issledovanie dinamiki preobrazovatelei na osnove dvukhpolyarnoi reversivnoi modulyatsii [Study of converter dynamics based on bipolar reversible modulation]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2026, no. 2 (71), pp. 5–25. DOI: 10.17212/1727-2769-2026-2-5-25.