

Управление в технических системах

© 2026 г. Д.А. ВОРОНЦОВ (vorontsov.da@phystech.edu)

(Московский физико-технический институт
(национальный исследовательский университет);

ООО “НТЦ АКТОР”, Москва),

Н.А. КОРГИН, д-р техн. наук (nkorgin@ipu.ru)

(Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, Москва)

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ D-КЛАССА В МИКРОГРИД-СИСТЕМАХ С НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассматриваются современные методы борьбы с нелинейными искажениями напряжения инвертора в маломощных микрогрид-системах: пропорционально резонансный/мультирезонансный регулятор (ПР/МПР), виртуальный импеданс и Droop control, двойной инвертор напряжения, самоосциллирующий усилитель D-класса. Описаны их основные свойства и принцип подавления паразитных гармоник. Особое внимание уделено количеству регуляторов, необходимых для реализации каждого из методов, эффективности подавления нелинейных искажений посредством исследования количества гармоник и снижению коэффициента нелинейных искажений с применением каждого из методов и без. Также проведен анализ совместимости каждого из методов с контроллером выходной мощности. Проанализированы плюсы и минусы существующих методов, а также перспективы использования самоосциллирующего усилителя D-класса для контроля нелинейных искажений в микрогрид-системах.

Ключевые слова: микрогрид, инвертор напряжения, коэффициент нелинейных искажений, качество электроэнергии, нелинейная нагрузка.

DOI: 10.7868/S2413977726080043

1. Введение

В настоящее время активно развиваются исследования в области автономной энергетики и дополнительного накопления и отдачи в сеть переменного тока электроэнергии (ЭЭ). Система, состоящая из источника ЭЭ и преобразователя, для параллельного включения с другой такой же системой или с системой электроснабжения общего назначения называется микрогрид-системой. Наиболее удобной для распространения электроэнергии системой является система переменного тока. В основе переменного микрогрида лежит инвертор напряжения, совершающий преобразование постоянного тока в переменный – DC/AC (англ. direct current to alternating current) преобразование. В последние годы микрогрид-инверторы напряжения значительно

развились. Существующие методы синхронизации [1, 2] позволяют не только работать нескольким инверторам параллельно друг другу, но и подключаться к общей сети электроснабжения (СЭС) для подкачки электроэнергии, а также контролировать выходную мощность благодаря технологии Droop control [3]. Однако в изолированных системах, состоящих из нескольких источников и инверторов, а также в маломощных сетях, отключенных от крупномасштабных электросетей, остро стоит вопрос контроля нелинейных искажений. Подключение нагрузки, обладающей высоким показателем нелинейности, может привести к сильному искажению напряжения сети. Показатель нелинейности коэффициент нелинейных искажений (англ. Total harmonic distortion, THD) регламентирован ГОСТ [4] и должен составлять не более 8%. Нарушение данного показателя качества электроэнергии может привести как к выходу из строя подключаемого электрооборудования, так и к некорректной работе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) (англ. Phase locked loop, PLL) и рассинхронизации работы инвертора напряжения. Целью данной работы является составление обзора современных методов контроля нелинейных искажений для микрогрид-инверторов напряжения, поддерживающих стабильную работу энергосистемы. Особое внимание уделено самоосциллирующему усилителю D-класса как потенциально новой топологии микрогрид-инвертора напряжения. На основе данного инвертора планируется проектирование микрогрид-системы, обладающей инвариантностью относительно подключаемой нагрузки с помощью методов, предложенных в [5]. Одной из важных характеристик электрической системы переменного тока является количество фаз в такой системе: чаще всего – это трехфазная или однофазная. Говоря о маломощных сетях, чувствительных к подключению нелинейных нагрузок, чаще всего речь идет об однофазных системах, однако наиболее удобные в использовании методы синхронизации [1, 2] чаще всего применяются в трехфазной сети, поэтому многие исследования основываются на системах управления такими сетями. Работы [6–8] описывают наиболее эффективные методы приведения трехфазного контроллера синхронизации к однофазному, что позволяет сравнивать трехфазные и однофазные системы в вопросе подавления нелинейных гармоник.

2. Современный микрогрид-инвертор напряжения

2.1. Изолированный инвертор напряжения

Перед тем как переходить к сравнению методов подавления нелинейных искажений, необходимо провести описание исследуемой системы, к которой применяются эти методы. Инвертор напряжения по определению [9] – это преобразователь, осуществляющий переход от постоянного тока к переменному [10]. Современные DC-AC преобразователи основываются на мостовой или полумостовой схемах [11]. Принципиально управление мостовой и полумостовой схемами не имеет существенных отличий. Основное отличие этих схем – количество силовых переключателей, чаще всего для этого используются

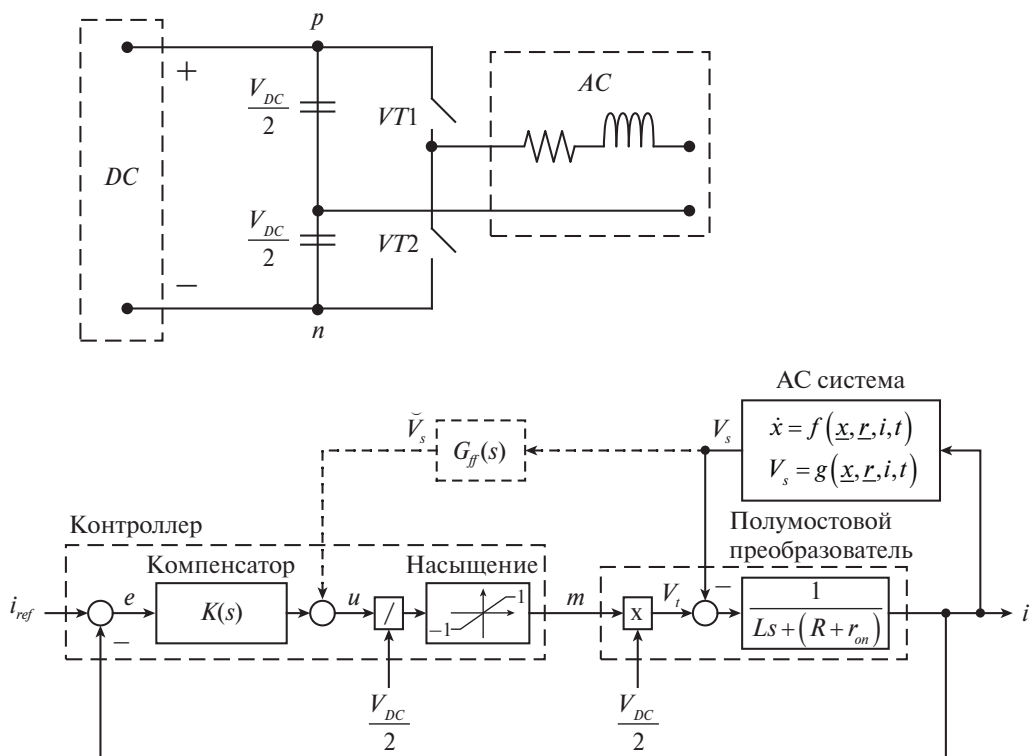


Рис. 1. Полумостовой преобразователь.

транзисторы. Из-за этого различия на инвертор накладываются ограничения по максимальному DC напряжению и току через каждое плечо преобразователя. В микрогрид-инверторах чаще используются полумостовые схемы, требующие большего входного напряжения, поскольку работа с альтернативными источниками ЭЭ, такими как ветряная или солнечная энергии, зачастую предполагает большие напряжения постоянного тока. На рис. 1 представлена классическая схема полумостового преобразователя и контура управления. Для корректной работы данной схемы необходим по меньшей мере [11] один регулятор тока для формирования опорного сигнала и широтно-импульсной модуляции (ШИМ), подаваемого на затворы переключателей. В общем случае функции f, g могут быть произвольными нелинейными функциями собственных переменных. В классическом случае данные функции описывают синусоидальный сигнал:

$$i_{ref}(t) = I \sin(\omega t + \varphi_0).$$

Компенсатор чаще всего представляет из себя пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор. В случае синхронизации инверторов с такими же инверторами или с сетью описание AC системы не может быть задано произвольно, синусоидальный сигнал должен быть синхронизирован относительно наблюдаемого в сети.

2.2. Фазовая автоподстройка частоты

Наиболее широко используемым методом формирования опорного сигнала по имеющемуся напряжению АС сети является фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ, англ. Phase locked loop, PLL). Блок-схема классического метода ФАПЧ для трехфазной сети [1, 2] приведена на рис. 2. Важно, что напряжение регулируется во вращающемся $dq0$ базисе, переход к которому осуществляется с помощью преобразований Кларка и Парка [12]. Угол θ , полученный в результате работы метода, угол поворота квадратурного базиса сети. Проще говоря, данный угол – фазовый угол первой фазы. Для однофазной сети данный метод также применим, необходимо искусственно создать ортогональный сигнал β , отстающий от исходного на $\pi/2$ [6–8, 13]. Одним из наиболее быстродействующих методов является метод SOGI (англ. Second order generalised integrator) PLL [7], использующий интегратор второго порядка, примененный к исходному сигналу. Таким образом, полученный с помощью метода PLL фазовый угол можно использовать для обратного преобразования Парка–Кларка. В сочетании с методом управления, изложенным в предыдущем разделе, имеем минимально необходимое количество регуляторов для параллельной работы инвертора напряжения и произвольной электросети переменного тока, однако такой метод управления обладает существенным недостатком. Несмотря на возможность контролировать выходной ток инвертора, полученный контур управления не позволяет контролировать величины активной и реактивной выходных мощностей. Для возможности точного управления выходной мощностью в систему добавляется droop controller.

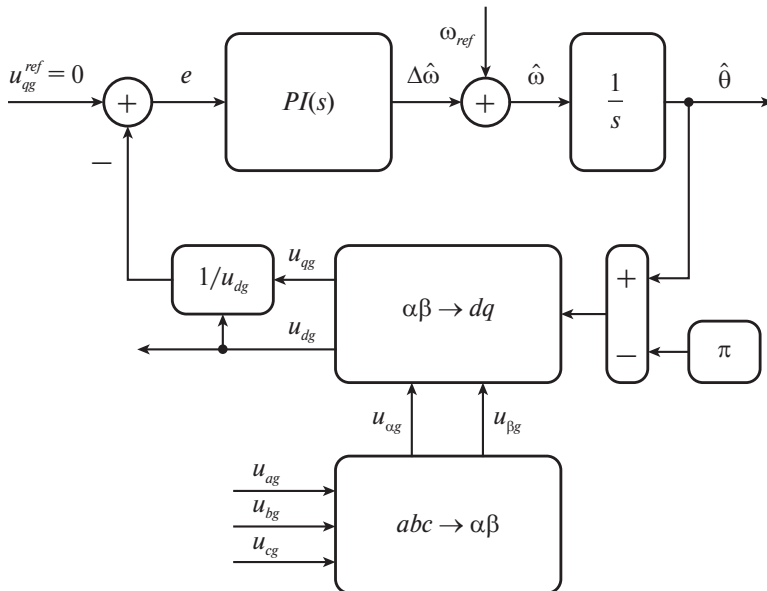


Рис. 2. ФАПЧ синхронизация трехфазной сети.

2.3. Droop control

Для контроля активной и реактивной мощности необходимо внести по меньшей мере два регулятора, управляющих изменением мощности. Классический метод droop control можно записать в виде:

$$\begin{aligned} f &= f_0 - mP, \\ U &= U_0 - nQ, \end{aligned}$$

где f и U – значение частоты и напряжения опорного сигнала соответственно, f_0 и U_0 – уставки напряжения и частоты, в случае СЭС общего назначения $f_0 = 50\text{Гц}$, $U_0 = 230\text{ В}$; m, n – коэффициенты контроллера, P, Q – измеренные активная и реактивная мощность. При работе в dq0 базисе мгновенные значения мощности удобно рассчитать по формуле:

$$\begin{aligned} P &= V_d I_d + V_q I_q, \\ Q &= V_q I_d - V_d I_q. \end{aligned}$$

Структурная схема управления инвертором с использованием блока ФАПЧ и droop control представлена на рис. 3. Данная схема управления имеет суммарно минимум четыре пропорциональных или ПИ-регулятора. В [14–16] предлагается добавить или усложнить регуляторы droop control для улучшения

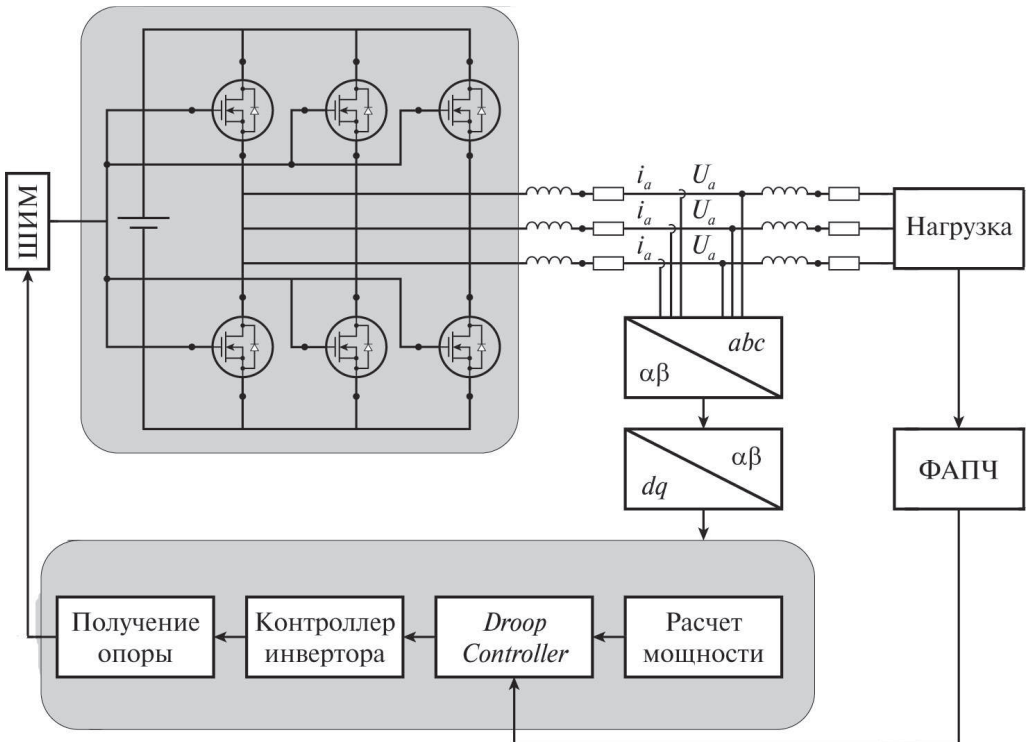


Рис. 3. Классическая схема управления микрогрид-инвертором напряжения.

переходных характеристик и увеличения точности регулирования выходной мощности, однако в рамках сравнения методов контроля нелинейных гармоник опустим дополнительные регуляторы droop controller в случае, если метод подавления гармоник не предполагает обратного. В дальнейшем при проведении сравнения количества регуляторов, необходимых для реализации того или иного метода, будем исходить из модификаций схемы управления, представленной на рис. 3.

3. Методы борьбы с нелинейными искажениями

Перед тем как переходить непосредственно к методам борьбы с нелинейными искажениями в инверторах напряжения, введем несколько важных определений. Нелинейной нагрузкой называется любая нагрузка, ток которой зависит от напряжения нелинейно. Паразитные или нелинейные гармоники – составляющие напряжения на частотах, отличных от основной частоты, в случае СЭС общего назначения – любые гармоники напряжения, отличные от 50 Гц. Для оценки уровня нелинейных искажений используются различные метрики, такие как: коэффициент нелинейных искажений THD – отношение среднеквадратичного (англ. Root mean square, RMS) значения паразитных гармоник к RMS основной; коэффициент искажения тока (англ. Total rated current distortion, TRD) – вычисляется также как THD, но для тока нагрузки; коэффициент искажений спроса (англ. Total demand distortion) – отношение среднеквадратичного паразитных гармоник тока к RMS значению тока нагрузки. Данные метрики регламентируются международными стандартами IEEE 519 и IEEE 1547, а также ГОСТ32144-2013 [4]. Наиболее чувствительным в отношении нелинейных искажений является сигнал напряжения, поскольку сильные искажения могут привести к некорректной работе блока ФАПЧ, что может привести к выходу из строя инвертора.

Методы борьбы с нелинейными гармониками можно условно разделить на две основные категории: регуляторные и топологические. Регуляторные включают в себя методы, основывающиеся на изменении контура управления системы, тем самым подавляя нелинейности напряжения. Эти методы можно условно разделить на две категории: методы, использующие резонансные регуляторы (вносящие в контур управления ПР- или МПР-регуляторы [17–21]), и методы, модифицирующие droop controller – с помощью внесения дополнительных регуляторов и изменения droop controllera удалось добиться улучшения сигнала напряжения [14, 22–27]. Отдельно стоит упомянуть H_∞ контроллер, который также позволяет бороться с нелинейными искажениями, хотя в настоящее время данный контроллер практически не используется. Топологические же методы обращаются к модификации топологии инвертора, отходя от классической полумостовой схемы. Так, в [28] использована схема встречного включения двух инверторов для контроля гармоник. В [5, 29] в качестве инвертора используется самоосциллирующий усилитель D-класса,

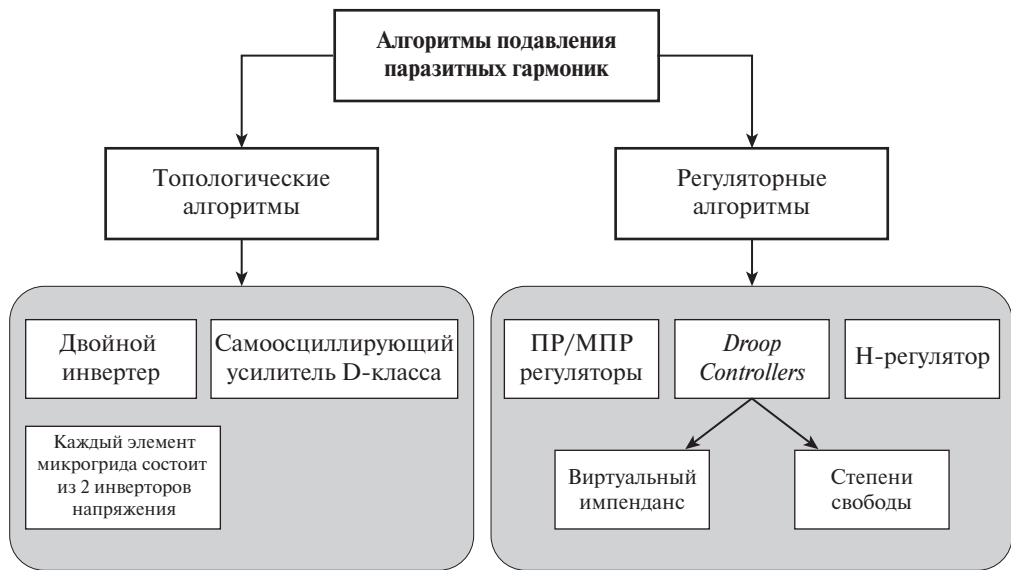


Рис. 4. Категоризация методов подавления нелинейных гармоник.

однако такой метод малоизучен в области микрогрид. Условное разбиение современных методов представлено на рис. 4.

3.1. ПР- и МПР-регуляторы

Одним из наиболее распространенных методов улучшения качества электроэнергии в микрогрид-инверторах можно считать использование ПР-регулятора вместо классического ПИ-регулятора тока [17–19]. Такой регулятор имеет бесконечное усиление в случае, когда входной сигнал обладает резонансной частотой. В реальных системах добиться такой передаточной функции невозможно, помимо этого в реальной ситуации частота сигнала будет незначительно отличаться от несущей ввиду неизбежного наличия гармоник более высокого порядка. Для описания реального ПР-регулятора вводится демпфирующая частота $\omega_c \ll \omega_0$, где ω_0 – частота, ограничивающая усиление вблизи резонансной частоты. Передаточная функция такого регулятора записывается в виде

$$W(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + \omega_0^2}.$$

В [18, 19, 21] подробно описан процесс проектирования инвертора с ПР-регулятором для улучшения качества ЭЭ. На рис. 5 представлена структурная схема управления таким инвертором. В [30] проведен сравнительный анализ работы инвертора с ПИ- и ПР-регуляторами в трехфазных системах с несбалансированной нагрузкой, проведен анализ показателя THD. Несбалансированная нагрузка способна вносить малые нелинейные искажения в сигнал напряжения, которые хорошо подавляет добавленный в схему управления

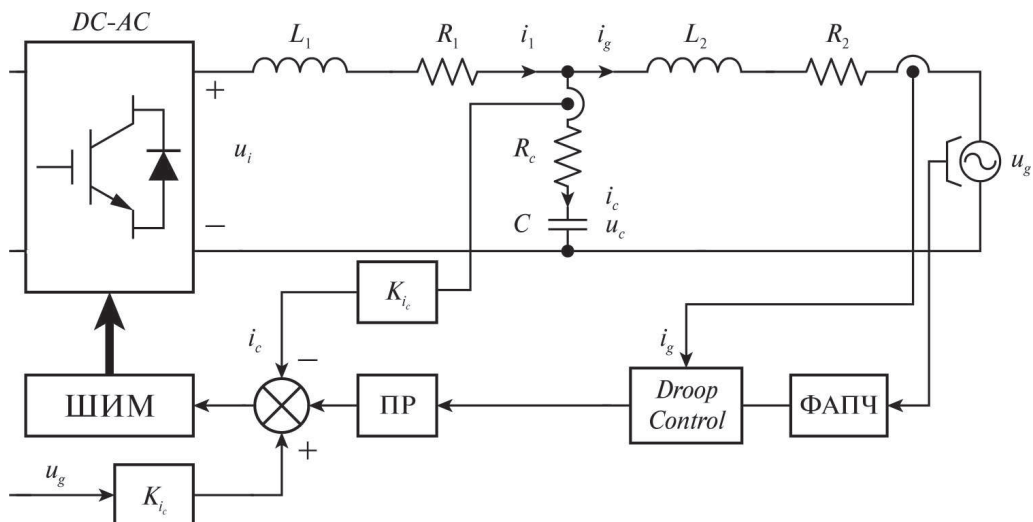


Рис. 5. Структурная схема управления инвертором с ПР-регулятором.

ПР-регулятор. Однако при высокой степени искажений в [31, 32] предлагается использовать мультрезонансный регулятор. К передаточной функции простого ПР-регулятора предлагается добавить дополнительные компоненты, работающие на $n\omega_0$, где n – номер гармоники, вносящей сильные нелинейные искажения. Таким образом, добавочный компонент регулятора имеет тем выше усиление, чем выше амплитуда n -ой паразитной гармоники. Передаточная функция такого регулятора описывается формулой:

$$W(s) = K + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + \omega_0^2} + \sum_n \frac{2K_{r,n}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + n\omega_0^2}.$$

В формуле используется сумма по гармоникам, кратным несущей, в общем случае частотой добавочного резонанса может быть произвольная частота, вносящая искажения в сигнал, однако в электрических системах паразитные гармоники кратны основной, что позволяет упростить применение регулятора. Рассмотрим преимущества и недостатки данных регуляторов.

Преимущества:

- ПР-регулятор подавляет малые искажения без добавления и настройки дополнительных регуляторов.
- МПР-регулятор позволяет подавлять даже сильные нелинейные искажения.
- Оба регулятора показывают хорошие результаты при работе с несбалансированной нагрузкой.
- Методы широко исследованы в различных научных работах, существуют подробные руководства по проектированию микрогрид-инверторов с использованием ПР- и МПР-регуляторов.

Недостатки:

- При необходимости подавления значительно возрастает количество резонансных компонентов, каждый из которых требует дополнительной настройки. В [20, 22] предложен метод для автоматической настройки, однако настройка все равно необходима.

- При большом количестве резонансных компонентов регулятора значительно возрастает вычислительная сложность системы. В случае использования автоматической настройки коэффициентов вычислительная мощность увеличивается кратно.

3.2. Droop control методы

Второй большой группой регуляторных компенсаторов можно считать методы компенсации нелинейных гармоник, основывающиеся на модификации droop controller. Их можно условно разделить на метод модификации виртуального импеданса [22, 24] и метод контроллера с множеством степеней свободы [23].

Рассмотрим методы, использующие виртуальный импеданс [26]. Изначально данный метод применялся для улучшения показателей стабильности микрогид-системы с подключением реактивных нагрузок. Суть метода заключается в искусственном формировании импеданса в системе и добавлении его к результату работы модуля droop control. Это позволяет точнее контролировать выходную мощность системы, а также согласно [14] увеличивает стабильность системы в случае неправильной настройки droop коэффициентов. На рис. 6 приведена базовая схема построения виртуального импеданса. В [25] предлагается использовать два droop controller (до и после добавления

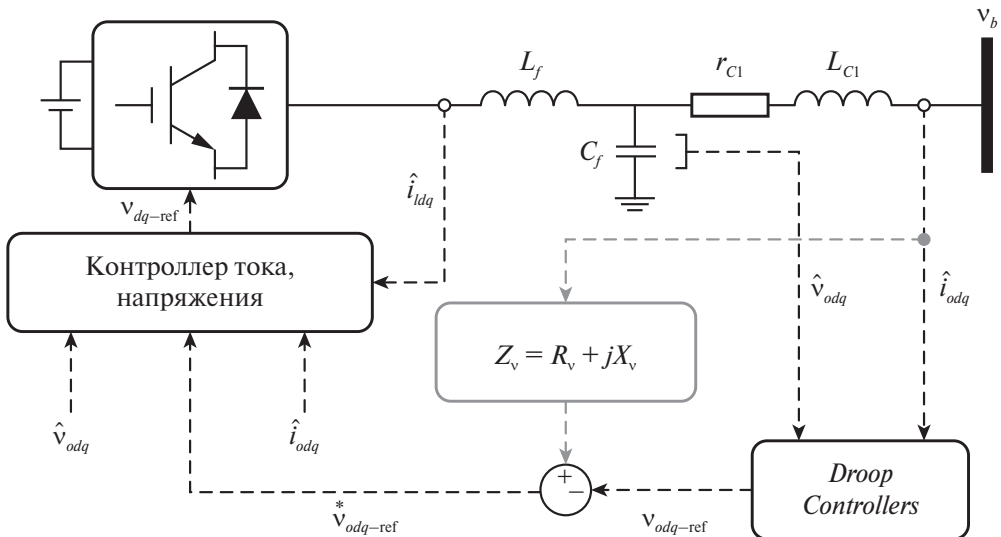


Рис. 6. Структурная схема контроллеров виртуального импеданса.

виртуального импеданса), а также дополнительные регуляторы, контролирующие величину создаваемого виртуального импеданса. В результате работы системы на выпрямительную нагрузку с RC цепочкой удалось снизить показатель TRD на 22,70%. В [26] предложена двухэтапная схема формирования виртуального импеданса, состоящая из классического формирователя виртуального импеданса, на вход которого подается ток нагрузки. Вторая часть формирователя представляет собой формирователь активной составляющей импеданса на основе тока выхода инвертора. В исследовании также применены ПР-регуляторы тока и напряжения, в результате чего THD системы снижается на 12,5%. Наиболее быстродействующий метод подавления предлагается в [27]. Регуляторы тока и напряжения при использовании виртуального импеданса в данной работе используют матрицу разделенных гармоник, каждый элемент предложенной матрицы несет в себе информацию о конкретной гармонике, как функции остальных гармоник сигнала и амплитуды данной гармоники. В результате экспериментов, проведенных в данном исследовании, выявлено высокое быстродействие такой системы при подключении нелинейной нагрузки. Показатель THD при этом снижается до 2%. Подытожим преимущества и недостатки использования данных методов.

Преимущества:

- Позволяет подавлять сильные нелинейные искажения, при определенной настройке позволяет также контролировать значение THD выходного напряжения.

- Основывается на методе droop control, что гарантирует возможность контролировать выходную мощность инвертора.

- Методы широко исследованы в различных научных работах.

Недостатки:

- Для использования данного метода требуется внести по меньшей мере три дополнительных регулятора для применения современных методов, основанных на контроле виртуального импеданса, также требуется использование дополнительных контуров управления напряжением или droop controller.

- Использование метода [27] требует крайне сложных вычислительных операций, что значительно увеличивает потребность в вычислительной мощности управляющего процессора.

Перейдем теперь к методу droop controller с множеством степеней свободы [23]. В работе предлагается разделить классический метод на несколько составных частей, каждая из которых будет отвечать за конкретную гармонику. Регулятор для каждой гармоники можно записать в виде

$$\begin{aligned} E_i &= -n_i P_i, \\ \omega_i &= n\omega - m_i Q_i, \end{aligned}$$

где n_i, m_i – коэффициенты контроллера для каждой гармоники, P_i, Q_i – мощность i -й гармоники. Структурная схема данного метода представлена на

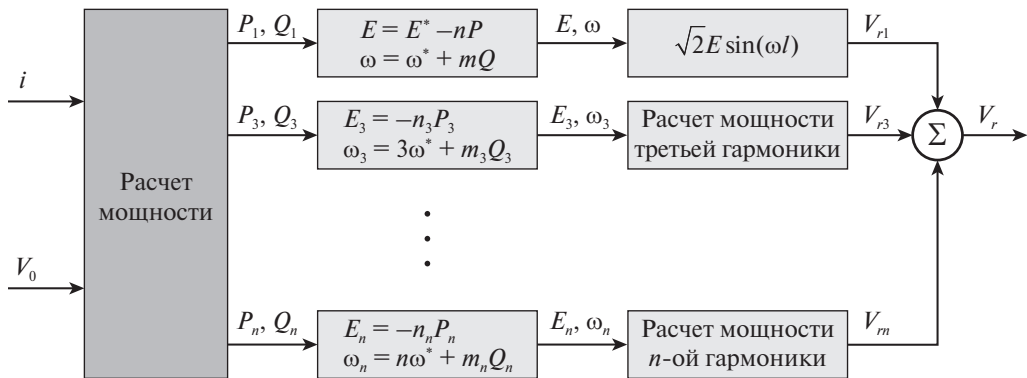


Рис. 7. Droop controller с множеством степеней свободы.

рис. 7. При этом для вычисления мощности i -й гармоники используется метод отдельного расчета мощности [33]. В итоге работы регулятора получается уставка напряжения инвертора с учетом подавления паразитных гармоник. Показана эффективность данного метода при работе с изолированными микрогрид-системами, однако данный метод обладает как преимуществами, так и существенными недостатками.

Преимущества:

- Позволяет подавлять произвольные нелинейные искажения, вызванные различными нелинейными нагрузками.
- Позволяет подавлять отдельные гармоники внесением только одного дополнительного звена вычислений.
- Основывается на методе droop control, что позволяет с высокой точностью контролировать выходную мощность инвертора.

Недостатки:

- Для подавления большого числа паразитных гармоник требует дополнительной настройки регуляторов для каждой гармоники, что значительно увеличивает требования к вычислительной мощности.
- Расчет активной и реактивной мощности для каждой отдельной гармоники требует больших вычислительных мощностей.
- Сложная настройка регуляторов для каждой из гармоник.
- Метод малоисследован, что может привести к сложностям проектирования системы.

3.3. H_∞ -регулятор

В [34] предложен метод управления инвертором, основанный на использовании H_∞ -регулятора тока и внутреннего фильтра нижних частот. Предлагаемая стратегия состоит из каскадного регулятора тока, напряжения и контуров управления, которые созданы на H_∞ -регуляторах. Проведено моделирование работы как с изолированной сетью, так и с подключением к

СЭС общего назначения. Предложенные методы обладают как рядом преимуществ, так и недостатков.

Преимущества:

- Предложенный метод справляется с малыми нелинейными искажениями сети.
- Регулятор обеспечивает плавный переход от автономной работы к работе с подключением к сети.
- Регулятор не требует высоких вычислительных мощностей, настройка регулятора сводится к выпуклой задаче.

Недостатки:

- Применение данного метода малоизучено, работы основываются на математическом моделировании.
- ∞ контроллер сложно реализуется в дискретных системах.
- Не исследована возможность подключения droop control в предложенной системе.

3.4. Двойной инвертор напряжения

Перейдем теперь к топологическим методам контроля паразитных гармоник. Отдельного внимания заслуживает метод, предложенный в [28]. В основу метода ложится изменение топологии инвертора. Так, вместо классической полумостовой схемы используются два инвертора напряжения. Первый – основной инвертор обеспечивает полезную нагрузку и синхронизируется с помощью PLL метода. Дополнительный инвертор работает встречно основному и создает сигнал, который при сложении с сигналом от основного инвертора обеспечивает общий выходной сигнал с минимизированными искажениями. Для работы дополнительного инвертора, помимо обычной схемы управления, задающей опорное напряжение и компенсирующей нелинейные искажения, требуется учет омических потерь на выходе инвертора, для этого в контур управления вносится дополнительный ПИ-регулятор, на вход которого подается разность целевого напряжения инвертора и постоянного напряжения DC шины. Полная схема управления предложенным двойным инвертором представлена на рис. 8. Согласно проведенным в работе экспериментам, предложенный микрогрид-инвертор отлично справляется с подавлением нелинейных гармоник и обеспечивает уменьшение THD более чем в 8 раз. Преимущества такого инвертора:

- Высокая стабильность выходного напряжения, обеспечиваемая компенсирующим дополнительным инвертором.
- Низкая потребность в вычислительной нагрузке, поскольку данный инвертор требует внесения дополнительно пяти регуляторов для управления дополнительным инвертором.
- Возможность подавления произвольных гармоник, путем задания специального опорного сигнала для дополнительного инвертора.

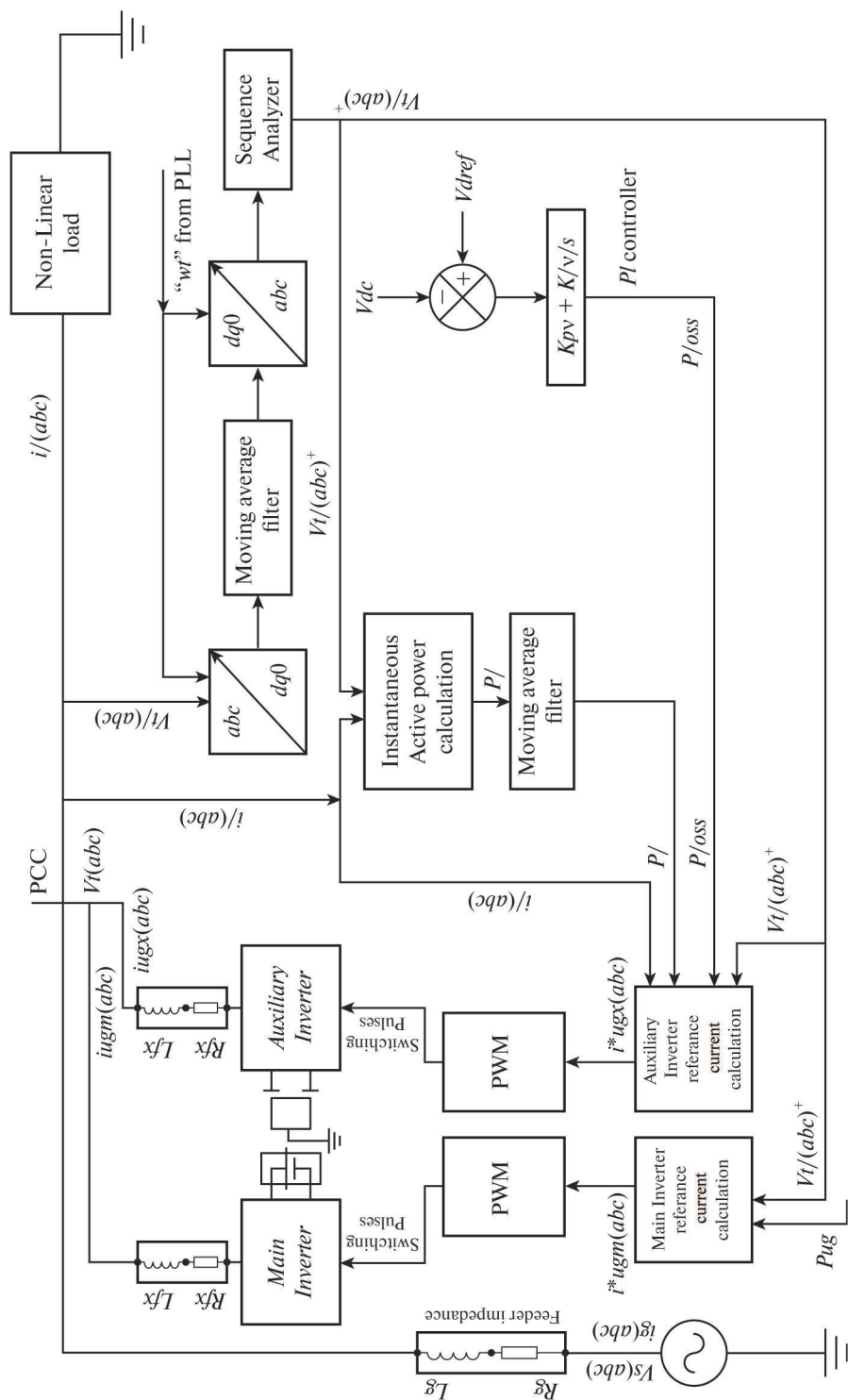


Рис. 8. Контур управления двойным инвертором напряжения.

Недостатки:

- Потребность в проектировании дополнительного инвертора напряжения на основе полумостовой схемы, а также дополнительного выходного фильтра.
- Повышенное энергопотребление, вызванное омическими потерями на выходе дополнительного инвертора.
- Высокая стоимость системы из-за использования двух инверторов.

3.5. Самоосциллирующий усилитель D-класса

Один из методов борьбы с нелинейными искажениями на выходе инвертора основывается на использовании самоосциллирующего усилителя D-класса [9]. Схема такого усилителя ранее не использовалась в микрогрид-системах. Данный усилитель хорошо себя показал в акустических системах. Данная топология отлично справляется с подавлением помех при усилении акустического сигнала [35]. В [29] предложен способ использования такого инвертора в качестве силового микрогрид-инвертора, а в [5] проведено моделирование работы инвертора D-класса в составе как изолированной, так и подключенной СЭС микрогрид-системы. Проведен анализ работы на нелинейную выпрямительную нагрузку и сравнение с классическим инвертором, описанным в разделе 2 настоящей статьи.

3.5.1. Управление усилителем

Остановимся подробнее на системе управления самоосциллирующим усилителем D-класса. На рис. 9 представлены электрическая и структурная схемы автогенерирующего усилителя D-класса в операторном виде. Здесь операторы $W_1 - W_8$ – частотные передаточные функции цепи, состоящей из пассивных элементов, а $W_n(A)$ – частотная передаточная функция последовательно включенных компаратора D2 и полумостового преобразователя D3, где A – амплитуда автогенерации. В данной системе условием автоколебаний являются удовлетворения уравнения гармонического баланса к частотным передаточным функциям силового переключателя $W_n(A)$ и линейной части системы $W_t(2\pi jf)$, т.е. наличие чисто мнимого корня линеаризованной системы:

$$(1) \quad W_n(A)W_t(2\pi jf) = -1.$$

В результате решения уравнения (1), полученного в [29], условие автогенерации выполняется на частоте $f_0 = 92,5$ кГц. Запишем передаточные функции усилителя:

$$(2) \quad W_{fb} = W_5W_6W_7W_n(-1),$$

$$(3) \quad W_d = \frac{W_{fb}W_4}{1 + W_{fb}W_8}.$$

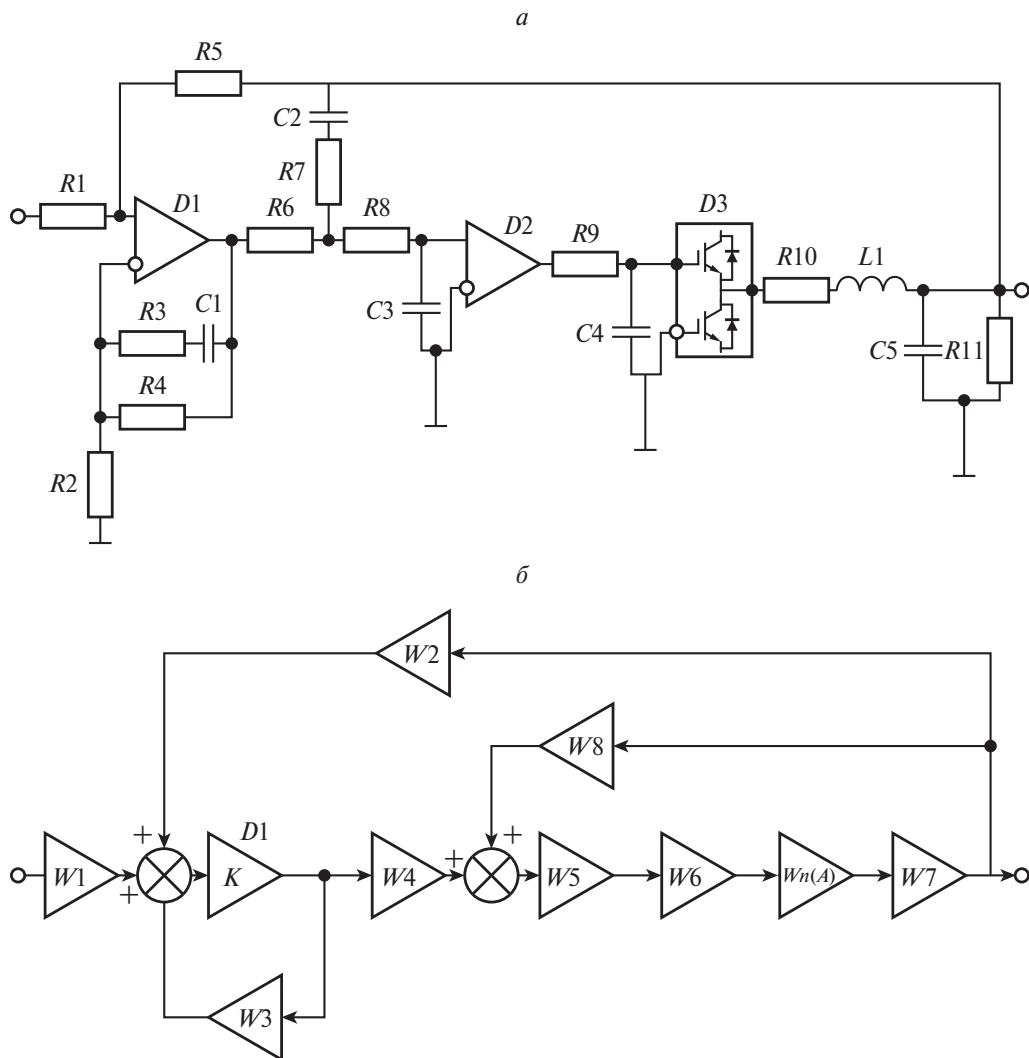


Рис. 9. *a* – Электрическая схема, *б* – структурная схема самоосциллирующего усилителя D-класса.

Здесь (2) – передаточная функция усилителя D-класса, не охваченного обратными связями, а уравнение (3) – частотная передаточная функция с учетом отрицательной обратной связи W_8 и интегрирующего звена W_4 . Система, описываемая в соотношении (3), имеет существенный недостаток: коэффициент передачи такого усилителя меняется более чем в 4 раза, а фазовый сдвиг составляет от $\pi/2$ до π радиан. Введение дополнительной обратной связи W_2 , замкнутый через операционный усилитель D_1 , охваченный собственной обратной связью W_3 , позволяют решить данную проблему. Из частотной передаточной функции идеального операционного усилителя (коэффициент усиления $K \rightarrow \infty$) (4) и передаточной функции усилителя получим передаточ-

ную функцию системы (5):

$$(4) \quad W_o = \frac{K}{1 + KW_3} \approx \frac{1}{W_3},$$

$$(5) \quad W = \frac{W_d W_1}{W_3 (1 + \frac{W_d}{W_3} W_2)}.$$

Работы [5, 29] посредством моделирования показывают высокую устойчивость самоосциллирующего усилителя D-класса к нелинейным искажениям, вносимым выпрямительной емкостной нагрузкой, по результатам моделирования показатель ТНД системы снизился более чем в 10 раз. Примечательно также, что генерация ШИМ и контур управления током в данном инверторе реализованы аналоговым способом, а на вход усилителя подается синусоидальный сигнал малой амплитуды.

3.5.2. Управление синхронизацией

Остановимся теперь подробнее на методе синхронизации самоосциллирующего усилителя класса D для формирования изолированной микрогидросистемы. Одной из основных особенностей данного метода управления инвертором является аналоговая схема ШИМ, из-за этого в отличие от вышеперечисленных методов управления на вход электрической системы подается аналоговый синусоидальный сигнал малой амплитуды, который впоследствии формирует дискретные сигналы на затворах силовых транзисторов. Данная особенность позволяет значительно снизить частоту обработки петли ФАПЧ. При проектировании ФАПЧ для данного инвертора также стоит учитывать наличие постоянного смещения выходного сигнала относительно входного на угол $\Delta\varphi$. На рис. 10 представлена структурная схема управления ФАПЧ для самоосциллирующего усилителя D-класса. Как видим, основное отличие от классического однофазного ФАПЧ является наличие фазового сдвига на выходе петли. Помимо учета фазового сдвига при работе с аналоговым ШИМ необходимо также учитывать разность амплитуды входного сигнала ФАПЧ, измеряемого непосредственно на выходе инвертора напряжения (в случае бытовой сети амплитуда такого сигнала будет составлять 310В) и входного сиг-

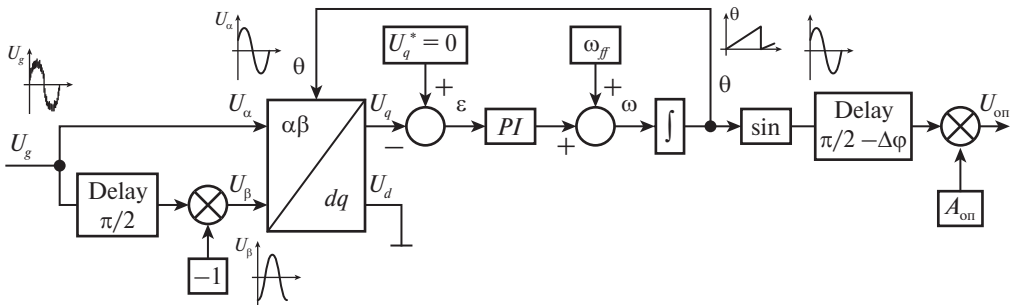


Рис. 10. Схема ФАПЧ для синхронизации самоосциллирующего усилителя D-класса.

нала усилителя. Данные моделирования [5] и экспериментов показывают, что этот сигнал изменяется в диапазоне 3–5В. Поэтому на выход петли ФАПЧ добавлен перемножитель, что позволяет сформировать опорный сигнал по формуле:

$$U_{\text{оп}} = A_{\text{оп}} \sin(\theta + 2\pi - \Delta\varphi),$$

где $A_{\text{оп}}$ рассчитывается при запуске преобразователя до включения в общую сеть микрогрид по формуле:

$$A_{\text{оп}} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}}\bigg|_{U_{\text{вых}}=220\text{В}}.$$

Как видим, для управления синхронизацией инвертора на базе усилителя D-класса используется простая модификация классической схемы управления ФАПЧ с вычислительно простыми модификациями, учитывающими особенности работы самоосциллирующего усилителя класса D.

3.5.3. Плюсы и минусы метода

Рассмотрим преимущества и недостатки данного метода борьбы с нелинейными искажениями в микрогрид-инверторе напряжения.

Преимущества:

- Подавление нелинейных гармоник независимо от подключаемой нагрузки без использования дополнительных регуляторов.
- Аналоговая реализация обратной связи по току и напряжению и генерация ШИМ, позволяющая значительно снизить вычислительную нагрузку на управляющий процессор.
- Возможность формирования опорного сигнала с применением метода droop control и виртуального импеданса.
- Подавление произвольного числа паразитных гармоник.

Недостатки:

- Более сложное проектирование электрической схемы инвертора.
- Недостаточно исследован в области микрогрид-инверторов.
- Необходимость генерации аналогового опорного сигнала для управления инвертором.

4. Сравнение описанных методов

Было описано несколько методов подавления нелинейных искажений в микрогрид-инверторах напряжения. Каждый из перечисленных методов представляет как определенное количество преимуществ, так и недостатков. ПР-, МПР-и регуляторы виртуального импеданса в настоящее время хорошо изучены и справляются с подавлением нелинейных нагрузок, однако чем более искажен сигнал напряжения, тем большие вычислительные мощности для этого требуются. Н ∞ -регулятор отлично показывает себя при переходе

от автономной работы к работе с сетью, а также справляется с подавлением нелинейных искажений, при этом реализация Н ∞ контроллера в дискретной системе требует дополнительного изучения. Также инвертор на основе такого регулятора требует дополнительных экспериментальных исследований, поскольку большинство современных исследований в этой области описывают математические модели системы. Топология двойного инвертора напряжения позволяет подавлять любые нелинейные искажения без существенного увеличения вычислительной нагрузки, однако требует проектирования двух силовых инверторов, что также увеличивает потери системы. Самоосциллирующий усилитель D-класса ранее не использовался в микрогрид-системах, однако хорошо показал себя при изолированной работе на нелинейные нагрузки и по результатам моделирования способен работать в составе микрогрид, не теряя своих свойств. Помимо этого, простое аналоговое управление током и генерацией ШИМ уменьшает вычислительную нагрузку на систему. Для дальнейшего сравнения предложенных методов определим основные параметры, по которым можно сделать выбор в пользу использования того или иного метода подавления нелинейных гармоник.

1) Количество регуляторов. Данный параметр отражает вычислительную нагрузку на управляющий процессор, а также сложность настройки конечной системы. Меньшее количество регуляторов отвечает меньшей потребности системы в вычислительной мощности. Для справедливого оценивания в разделе 2 было приведено минимальное количество регуляторов для управления каждым инвертором, при этом аналоговая реализация данных регуляторов не будет учитываться в общем количестве регуляторов, поскольку не несет вычислительной нагрузки при работе инвертора.

2) Подавляемые гармоники. Данный параметр позволяет оценить сложность подключаемой в рамках эксперимента нелинейной нагрузки. Данный параметр особенно критичен для методов, использующих дополнительные регуляторы для подавления каждой гармоники напряжения.

3) Падение коэффициента THD%. Позволяет оценить общую полезность метода в вопросе подавления нелинейных гармоник. Конечный показатель THD согласно ГОСТ [4] обязательно должен быть менее 8% для корректной работы системы.

4) Относительное изменение показателя THD. Вычисляется как отношение показателя THD без использования того или иного метода к показателю THD с использованием этого метода. Позволяет количественно оценить эффективность каждого метода в вопросе подавления нелинейных искажений.

5) Droop control совместимость. Потенциально каждый из методов совместим с методом Droop control, однако в рамках современных исследований не к каждому из описанных методов была применена данная технология, что, в свою очередь, может открыть путь к новым исследованиям.

6) Исследованные нелинейные нагрузки. В большинстве исследований описывается использованная нелинейная нагрузка. Понимание топологии нагрузки значительно поможет в проектировании устойчивого к искажениям

Сравнение описанных методов подавления нелинейных искажений

Критерий	МПП	Виртуальный импеданс	Двойной инвертор	Н ∞ -регулятор	Множество степеней свободы	D-класс инвертор
Количество регуляторов	³ $N + 3$	Мин. 8, макс. $N^2 + 3$	7	² 5	$N + 3$	¹ 3
Подавление гармоник	³ До 11	¹ До 15	³ До 11	² До 13	1, 5, 7, 11	¹ До 15
Падение THD, %	5,28–2,806	29,85–6,37	28,37–3,22	5,31–2,00	Н/У	11,75–1,16
Относительное изменение THD	1,88	³ 4,69	² 8,81	2,655	Н/У	¹ 10,13
Совместимость с <i>droop control</i>	¹ Совместима	Обязательна	² Не исследована	² Не исследована	Обязательна	² Не исследована
Исследуемая нагрузка	² Диодный мост + R , RL , RC	¹ Диодный мост + R , RL , RC , LC	Н/У	³ Диодный мост + RL , LC	Асимметричная реактивная нагрузка	² Диодный мост + R , RL , RC

инвертора напряжения. Наиболее опасной для работы инвертора является выпрямительная нагрузка с RC цепочкой; инверторы, хорошо справляющиеся с такой нагрузкой, наиболее устойчивы к нелинейным искажениям напряжения.

В таблице приведена сравнительная характеристика предложенных методов подавления нелинейных гармоник. Индексами 1, 2, 3 в таблице помечены те ячейки, параметры методов которых наиболее эффективны по данному критерию; чем меньше индекс – тем эффективнее метод. Для методов, использующих регуляторы для подавления каждой из гармоник, в первом критерии использовано обозначение N – количество регуляторов гармоник.

4.1. Перспективы применения усилителя D-класса

Опишем основные преимущества и перспективы для использования самоосциллирующего усилителя класса D в микрогрид-системах.

1) Как видим из сравнительной характеристики, приведенной в таблице, самоосциллирующий усилитель класса D требует наименьшего количества регуляторов для обеспечения работы контура управления. Поскольку в каждом из методов используются регуляторы обратной связи, схожие по своему действию, вычислительную нагрузку, вносимую каждым из регуляторов, можем считать аддитивной. Ввиду этого можно говорить о том, что самоосциллирующий усилитель D-класса требует наименьших вычислитель-

ных затрат для реализации контура управления микрогрид-инвертором с возможностью подавления нелинейных гармоник.

2) По результатам сравнения количества подавляемых гармоник, а также снижения уровня коэффициента THD можно сделать вывод о том, что использование самоосциллирующего усилителя класса D эффективнее многих современных методов в вопросе качества подавления нелинейных нагрузок, что говорит о возможности использования не только в микрогрид-системах с жесткими требованиями по допустимой вычислительной мощности, но и в системах с высокими требованиями к качеству поставляемой электроэнергии.

3) Ввиду использования аналоговой генерации ШИМ для управления синхронизацией самоосциллирующего усилителя класса D не требуется расчет длины импульса дискретного сигнала, подаваемого на затвор силовых транзисторов. Данный фактор также позволяет уменьшить вычислительные нагрузки на систему управления, поскольку допустимо значительное снижение частоты работы контура управления.

Из вышесказанного можно сделать вывод об основных направлениях использования самоосциллирующего усилителя D-класса в микрогрид-системах: это системы, требующие обеспечения стабильного синусоидального сигнала в условиях высокой нелинейности подключаемой нагрузки, например зарядных устройств высокой мощности; это микрогрид-системы, накладывающие ограничения на вычислительные мощности, например малогабаритные. Самоосциллирующий усилитель класса D позволяет обеспечить работу в микрогрид-системах с описанными требованиями.

5. Заключение

Исходя из результатов, приведенных в таблице, можно сделать вывод о необходимости дальнейших исследований самоосциллирующего усилителя D-класса в рамках микрогрид-систем. Такой инвертор напряжения требует меньших вычислительных мощностей, при этом отлично справляется с регулированием в условиях высокой нелинейности подключаемой нагрузки. Экспериментальное подтверждение результатов, представленных в [5], следующий этап исследований. Также для такого инвертора необходимо провести исследование совместимости с технологией droop control. При проектировании маломощных подключенных к сети микрогрид-систем, а также изолированных, основанных только на одинаковых инверторах напряжения, крайне важно свойство инвариантности работы системы относительно подключаемой нагрузки. Использование самоосциллирующего усилителя D-класса в основе такой системы позволит эффективно справиться с этой задачей, причем для этого потребуется меньшая вычислительная мощность, чем при использовании других методов подавления нелинейных искажений.

Помимо исследований самоосциллирующего усилителя D-класса следует также обратить внимание на исследование H_∞ контроллера. Экспериментальное подтверждение результатов, представленных в [34], а также исследо-

вание метода droop control в составе такого инвертора потенциально позволит открыть преимущества данного метода в сравнении с наиболее часто используемыми.

Показатель подавления THD для метода двойного инвертора [28] также заслуживает отдельного внимания. Малым увеличением вычислительной мощности авторам удалось добиться лучшего показателя, чем при использовании методов МПР и виртуального импеданса. Дальнейшие исследования в этой области также могут открыть дополнительные преимущества предложенного метода.

Большинство предложенных методов согласно [36] потенциально применимы в вопросе контроля встречных токов, возникающих в результате параллельной работы нескольких инверторов. Исследования в данной области также крайне актуальны в настоящее время, поскольку контроль и минимизация встречных токов позволит повысить эффективность работы системы и снизит омические потери.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Kulkarni S.V., Gaonkar D.N.* An investigation of PLL synchronization techniques for distributed generation sources in the grid-connected mode of operation // *Electric Power Systems Research*. 2023. V. 223. P. 109535.
2. *Adzic E., Porobovic V., Dumnic B., et. al.* PLL synchronization in grid-connected converters // *15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)* Novi Sad, 2012. P. 1–7.
3. *Tayab U.B., Roslan M.A.B., Hwai L.J., Kashif M.* A review of droop control techniques for microgrid // *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2017. V. 76. P. 717–727.
4. ГОСТ 32144-2013. Государственный стандарт Российской Федерации. Электрическая энергия. 01.07.2014.
5. *Воронцов Д.А.* Моделирование параллельной работы усилителей D-класса в качестве микрогрид-инвертора напряжения // *Управление большими системами*. 2025. № 118. С. 300–324.
6. *Karimi-Ghartemani M., Ooi B.-T., Bakhshai. A.* Application of Enhanced Phase-Locked Loop System to the Computation of Synchrophasors // *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2011. V. 26. No. 1. P. 22–32.
7. *Hackl C.M., Landerer M.* Modified Second-Order Generalized Integrators With Modified Frequency Locked Loop for Fast Harmonics Estimation of Distorted Single-Phase Signals // *IEEE Transaction on Power Electronics*. 2020. V. 35. No. 3. P. 3298–3309.
8. *Du H., Sun Q., Cheng Q., et.al.* An Adaptive Frequency Phase-Locked Loop Based on a Third Order Generalized Integrator // *Energies*. 2019. V. 12. P. 309.
9. *Поташов Р., Кузнецов С.* Новые усилители класса D на основе технологии UCD // *Новости электроники*. 2007. № 2. С. 20–24.
10. *Мелешин В.И.* Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. С. 374–390.
11. *Yazdani A., Iravani R.* DC/AC Half-Bridge Converter // *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. IEEE, 2010. P. 21–47.

12. *Chattopadhyay S., Mitra M., Sengupta S.* Clarke and park transform // Electric Power Quality. 2011. P. 89–96.
13. *Ciobotaru M., Teodorescu R., Blaabjerg F.* Improved PLL structures for single-phase grid inverters // Proc. Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation Conference (PELINCEC), 2005. P. 1–6.
14. *Keyvani-Boroujeni B., Fani B., Shahgholian G., et. al.* Virtual Impedance-Based Droop Control Scheme to Avoid Power Quality and Stability Problems in VSI-Dominated Microgrids // IEEE Access. 2021. V. 9. P. 144999–145011.
15. *Fan B., Li Q., Yao G., et al.* A Novel Droop Control Strategy of Reactive Power Sharing Based on Adaptive Virtual Impedance in Microgrids // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2022. V. 69. No. 11. P. 11335–11347.
16. *AlSadat M., Vlasov Y., Vorobev P., et.al.* Improving Transients for Droop-Controlled Inverters // 2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2023. P. 1003–1008.
17. *Nowak M., Binkowski T., Pirog S.* Proportional-Resonant Controller Structure with Finite Gain for Three-Phase Grid-Tied Converters // Energies. 2021. V. 14. P. 6726.
18. *Nazeri A.A., Zacharias P., Ibanez F.M., Somkun S.* Design of Proportional-Resonant Controller with Zero Steady-State Error for a Single-Phase Grid-Connected Voltage Source Inverter with an LCL Output Filter // 2019 IEEE Milan PowerTech. 2019. P. 1–6.
19. *Cha H., Vu T.-K., Kim J.-E.* Design and control of Proportional-Resonant controller based Photovoltaic power conditioning system // 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. 2009. P. 2198–2205.
20. *Hu P., He Z., Li S., Guerrero J.M.* Non-Ideal Proportional Resonant Control for Modular Multilevel Converters Under Sub-Module Fault Conditions // IEEE Transactions on Energy Conversion. 2019. V. 34. No. 4. P. 1741–1750.
21. *Zhang N., Tang. H., Yao C.* A Systematic Method for Designing a PR Controller and Active Damping of the LCL Filter for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters // Energies. 2014. V. 7. P. 3934–3954.
22. *Buraimoh E., Aluko A.O., Oni O.E., et.al.* Decentralized Virtual Impedance-Conventional Droop Control for Power Sharing for Inverter-Based Distributed Energy Resources of a Microgrid // Energies. 2022. Vol. 15. P. 4439.
23. *Alghamdi S., Sindi H.F., Al-Durra A., et.al.* Reduction in Voltage Harmonics of Parallel Inverters Based on Robust Droop Controller in Islanded Microgrid // Mathematics. 2023. V. 11. P. 172.
24. *Wang L., Li T., Cheng Z., et.al.* Unified droop control of AC microgrids under different line impedances: Revisiting droop control and virtual impedance method // Frontiers in Energy Research. 2023. Vol. 11. P. 1168235
25. *Micallef A., Apap M., Spiteri-Staines C., Guerrero J.M.* Mitigation of Harmonics in Grid-Connected and Islanded Microgrids Via Virtual Admittances and Impedances // IEEE Transactions on Smart Grid. 2017. V. 8. No. 2. P. 651–661.
26. *Shan P., Sun Y., Song Y., et.al.* Adaptive Parameter Tuning and Virtual Impedance Injection Control for Coupled Harmonic Mitigation of Photovoltaic Converter // IEEE Transactions on Power Electronics. 2025. V. 40. No. 1. P. 162–175.
27. *Li Y., He J., Liu Y., et.al.* Decoupled Mitigation Control of Series Resonance and Harmonic Load Current for HAPFs With a Modified Two-Step Virtual Impedance

Shaping // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2023. V. 70. No. 8. P. 8064–8074.

28. *Kshatri A., Bhatta A., Ksherti B.T., Poudel A.* THD analysis of Microgrids using Dual Voltage Source Inverters strategy under Nonlinear Loads // Authorea. August 30, 2024.
29. *Воронцов А.В.* Автогенераторный усилитель в силовом инверторе // Электронные информационные системы. 2020. № 2. С. 50-61.
30. *Gadde P.H., Brahma S.* Comparison of PR and PI Controllers for Inverter Control in an Unbalanced Microgrid // 2020 52nd North American Power Symposium (NAPS). 2021. P. 1–6.
31. *Veretennikov I., Vlasov Y., Ibanez F.M., et. al.* Proportional Multiresonant Controller with Automatic Gains Adjustment for Grid-Connected Inverters // 2023 IEEE Belgrade PowerTech. 2023. P. 1–6.
32. *Moosavi M., Farivar G., Iman-Eini H., Shekarabi S.M.* A voltage balancing strategy with extended operating region for cascaded H-bridge converters // IEEE Trans. Power Electron. 2014. Vol. 29. No. 9. P. 5044–5053.
33. *Ulinuha A., Masoum M.A.S., Islam S.M.* Harmonic power flow calculations for a large power system with multiple nonlinear loads using decoupled approach // 2007 Australasian Universities Power Engineering Conference. 2007. P. 1–6.
34. *Hornik T., Zhong Q.C.* A Current-Control Strategy for Voltage-Source Inverters in Microgrids Based on H_∞ and Repetitive Control // IEEE Transactions on Power Electronics. 2011. V. 26. No. 3. P. 943–952.
35. *Joshi S., Tripathi R., Badoni M., et.al.* Design and Development of Non-Linearly Controlled Class-D Audio Amplifier // Electronics. 2022. V. 11. P. 77.
36. *Khan I., Vijay A.S., Doolla S.* Nonlinear Load Harmonic Mitigation Strategies in Microgrids: State of the Art // IEEE Systems Journal. 2022. V. 16. No. 3. P. 4243–4255.

Статья представлена к публикации членом редколлегии С.А. Красновой.

Поступила в редакцию 27.06.2025

После доработки 26.12.2025

Принята к публикации 17.02.2026