РАЗРАБОТКА МЕТОДА СИНХРОНИЗАЦИИ И ПОВЫШЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ РАБОТЫ МИКРОСЕТИ НА ОСНОВЕ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Рустамов Насим Тулегенович
Доктор технических наук, Международный казахско-турецкий университет имени Ходжи Ахмеда Ясави, г. Туркестан, Республика Казахстан
E-mail: nassim.rustamov@ayu.edu.kz
Мухаммадиев Бахтияр Сапарович
И. о. доцента, Джизакский политехнический институт, г. Джизак, Республика Узбекистан
E-mail: muhammadievbaxtiyr@gmail.com

Аннотация. Предложен расчётно-алгоритмический метод синхронизации и стабилиза-ции автономной и сетевой микросети на основе виртуального колебательного контура, реализуемого в системе управления силовым инвертором. Метод объединяет динамику нелинейного осциллятора, оценивание фазовой ошибки и ограничение тока преобразователя. В отличие от управления, требующего постоянного обмена данными между распределёнными источниками, локальная осцилляторная динамика может обеспечивать согласование выходных напряжений параллельно работающих инверторов при наличии корректно настроенной обратной связи. Приведены математическая модель LC-фильтра и виртуального осциллятора, критерии оценки синхронизации, структура алгоритма, таблицы параметров и иллюстративные расчётные зависимости. Числовые значения в примере являются исходными допущениями для проектирования и не трактуются как результаты экспериментальной проверки. Для подтверждения эффективности требуется моделирование в MATLAB/Simu-link либо аналогичной среде и последующая проверка на экспериментальном стенде.

Ключевые слова: микросеть; колебательный контур; виртуальный осциллятор; синхронизация; инвертор; устойчивость; LC-фильтр; распределённая генерация.

Annotasiya. Maqolada avtonom va elektr tarmog‘iga ulangan mikrotarmoqni virtual tebranish konturi asosida sinxronlashtirish va barqarorlashtirishning hisoblash-algoritmik usuli taklif etiladi. Usul kuch elektronika invertorining boshqaruv tizimida amalga oshiriladigan nochiziqli ossillyator dinamikasi, faza xatosini baholash va tokni cheklash funksiyalarini birlashtiradi. LC-filtr va virtual ossillyatorning matematik modeli, sinxronlash mezonlari, boshqaruv algoritmi hamda hisoblash uchun namunaviy parametrlar keltirilgan. Keltirilgan sonli qiymatlar loyihaviy farazlar bo‘lib, tajribada tasdiqlangan natijalar sifatida

ISSN 3030-3907

talqin qilinmaydi. Taklif etilgan usul samaradorligini tasdiqlash uchun MATLAB/Simulink muhitida modellashtirish va laboratoriya sinovlari zarur.
Kalit so‘zlar: mikrotarmoq; tebranish konturi; virtual ossillyator; sinxronlash; invertor; barqarorlik; LC-filtr; taqsimlangan generatsiya.
Abstract. A calculation-oriented method for synchronization and stabilization of islanded and grid-connected microgrids based on a virtual oscillatory circuit is proposed. The method combines nonlinear oscillator dynamics, phase-error estimation and inverter current limiting within the power-converter controller. Mathematical models of the LC output filter and virtual oscillator are presented together with synchronization metrics, a control-flow diagram and illustrative design parameters. The approach is intended to support local coordination of parallel inverters without relying on continuous high-bandwidth communication, provided that the oscillator and feedback gains are properly tuned. The numerical values are design assumptions for a reproducible study, not experimentally validated results. Further verification through MATLAB/Simulink or an equivalent simulation platform and hardware testing is required.
Keywords: microgrid; oscillatory circuit; virtual oscillator control; synchronization; inverter; stability; LC filter; distributed generation.

1. ВВЕДЕНИЕ.

Микросети объединяют распределённые источники энергии, накопители, силовые преобразователи и локальные нагрузки в единую систему, способную работать как совместно с внешней сетью, так и в автономном режиме. Рост доли фотоэлектрических установок, аккумуляторных систем и других источников, подключаемых через преобразователи, повышает значимость задач поддержания частоты, амплитуды напряжения, качества электроэнергии и устойчивого перехода между режимами. Обзорные исследования указывают, что синхронизация микросети связана не только с совпадением частоты и фазы, но и с переходными процессами, качеством электроэнергии, обменом данными и защитой [1,2].

В традиционных системах применяются регуляторы droop, виртуальная синхронная машина, фазовая автоподстройка частоты (PLL) и различные варианты пропорционально-резонансного управления. Виртуальное осцилляторное управление (Virtual Oscillator Control, VOC) рассматривается как альтернативный способ формирования напряжения: динамика виртуального нелинейного осциллятора задаёт установившийся периодический режим, а параллельные инверторы способны

ISSN 3030-3907

самосинхронизироваться при корректно выбранных параметрах [3,4]. При этом качество результата зависит от параметров сети, выходного фильтра, ограничений тока, задержек измерения и характера нагрузки.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ — разработать структуру метода применения виртуального колебательного контура для синхронизации и стабилизации микросети, определить основные уравнения, критерии настройки и последовательность вычислительных операций. Научная задача состоит в согласовании генерации опорного напряжения осциллятором с динамикой LC-фильтра и ограничениями силового преобразователя. В рамках настоящей статьи формируется расчётная методика; окончательные количественные выводы должны быть подтверждены цифровым моделированием и экспериментом.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И СТРУКТУРА МИКРОСЕТИ.

Рассматривается низковольтная микросеть переменного тока с двумя или более инверторами, подключёнными к общей шине через выходные LC-фильтры и эквивалентные импедансы линий. Каждый инвертор получает локальные измерения выходного напряжения и тока. Один из режимов — автономная работа, в которой частота и фаза формируются внутренним алгоритмом; второй — подключение к внешней сети, где перед замыканием выключателя требуется проверить допустимость разности напряжений, частот и фаз.

Для инвертора i вводятся выходные величины $u_i(t)$, $i_i(t)$, опорная частота $\omega_i(t)$ и фаза $\theta_i(t)$. Синхронизация двух узлов оценивается по разности фаз $\Delta\theta$, частот Δf и действующих значений напряжения ΔU. При соединении с внешней сетью соответствие этим критериям должно быть дополнено проверкой чередования фаз, допустимого скольжения частоты и логикой синхронизирующего устройства.

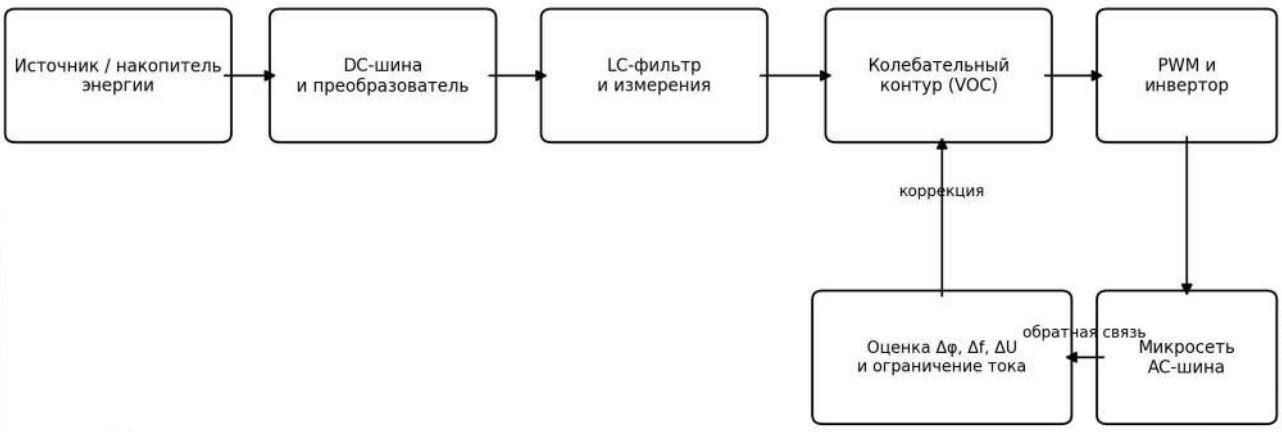


Рисунок 1 — Структура управления инвертором на основе виртуального колебательного контура.

3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ.

ISSN 3030-3907

3.1. Модель выходного LC-фильтра.

Для упрощённой однофазной модели фильтра состояние задаётся током дросселя i_L и напряжением конденсатора u_C. При использовании усреднённой модели преобразователя:

$$L_f \frac{di_L}{dt} = u_{inv} - u_C - R_f i_L \qquad (1)$$

$$C_f \frac{du_C}{dt} = i_L - i_{load} \qquad (2)$$

где L_f — индуктивность фильтра; C_f — ёмкость; R_f — эквивалентное активное сопротивление; u_{inv} — усреднённое напряжение инвертора; i_{load} — ток нагрузки. Для трёхфазной системы уравнения математической модели могут быть представлены в неподвижной двухосной системе координат (αβ) с исполь-зованием преобразования Кларка либо во вращающейся системе координат (dq) с использованием преобразования Парка. При практической реализации системы управления необходимо учитывать сопротивление соединительных линий, задержки, обусловленные широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), дискретизацию измерительных сигналов, ограничения модулятора, а также допустимые токовые нагрузки силовых полупроводниковых приборов.

3.2. Модель виртуального колебательного контура.

Виртуальный осциллятор реализуется программно и не требует отдельного физического резонансного элемента. Для описания устойчивого предельного цикла в качестве базовой модели может использоваться осциллятор типа Ван дер Поля:

$$\ddot{x} - \mu\left(1 - \frac{x^2}{A^2}\right)\dot{x} + \omega_o^2 x = k_u e_u(t) \qquad (3)$$

где x— внутреннее состояние осциллятора; μ — коэффициент нелинейного затухания/возбуждения; A — масштаб амплитуды; ω_o — собственная угловая частота; e_u — сигнал обратной связи, связанный с ошибкой напряжения или током; k_u — коэффициент связи. При $\mu > 0$ нелинейный член создаёт механизм ограничения амплитуды и может формировать устойчивый предельный цикл в изолированной модели. Однако устойчивость всей замкнутой микросети не следует автоматически из устойчивости отдельного осциллятора: она зависит от связи инверторов, импедансов, нагрузки и регуляторов.

В реализации VOC часто используются иные нормированные модели нелинейных осцилляторов. Поэтому уравнение (3) следует трактовать как выбранную базовую математическую модель для разработки и настройки, а не как единственно возможную структуру VOC. В исходной версии

ISSN 3030-3907

скалярное состояние x(t) использовалось одновременно с переменными x_1 и x_2, хотя их связь не была определена. Рекомендуется явно ввести:

$$x_1 = x, \qquad x_2 = -\frac{x}{\omega_0}$$

Тогда опорный сигнал и оценка фазы определяются согласованно, т.е. опорное напряжение может быть сформировано из состояния осциллятора:

$$u_{ref} = U_{ref}\frac{x_1}{A}, \quad \theta_{ref} = \text{atan2}\,(x_2, x_1) \qquad (4)$$

где U_{ref} — заданная амплитуда опорного напряжения, В. Такая запись требует нормировки состояний и проверки точности фазовой оценки при несинусоидальном сигнале. x_1 и x_2 — квадратурные состояния либо состояния эквивалентной реализации осциллятора. При реализации непосредственно уравнения второго порядка фазу следует оценивать по паре квадратурных сигналов или по алгоритму наблюдателя, а не вычислять atan2 из одного скалярного состояния.

3.3. Ошибка синхронизации и корректирующий закон.

Для двух узлов микросети определим:

$$\Delta\theta = \text{wrap}(\theta_1 - \theta_2), \quad \Delta\omega = \omega_1 - \omega_2, \quad \Delta U = U_1 - U_2. \quad (5)$$

Функция wrap ограничивает фазовую разность интервалом $(-\pi, \pi]$. Для малых отклонений динамика фазовой ошибки может быть приближённо описана первым порядком, т.е. далее применяется приближённая модель:

$$\dot{\Delta\theta} = \Delta\omega \qquad \dot{\Delta\omega} = -k_\omega\,\Delta\omega - k_\theta \sin(\Delta\omega) + d(t) \qquad (6)$$

где k_ω и k_θ — параметры коррекции, d(t) — эквивалентное возмущение, связанное с изменением нагрузки и сетевого импеданса. Уравнение (6) является упрощённой моделью для анализа механизма фазового согласования; значения коэффициентов должны определяться по модели конкретной микросети. Для рабочей точки $\Delta\theta \approx 0$ при малых возмущениях $\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$, и линейная модель принимает вид:

$$\ddot{\Delta\theta} + k_\omega\dot{\Delta\theta} + k_\theta\Delta\theta = d(t) \qquad (7)$$

При $k_\omega > 0$ и $k_\theta > 0$ характеристический полином $s^2 + k_\omega s + k_\theta$ имеет корни с отрицательными действительными частями. Это подтверждает локальную устойчивость указанной линеаризованной модели, но не заменяет анализа полной модели преобразователя и сети.

4. Предлагаемый метод синхронизации и стабилизации.

Предлагаемый метод включает пять взаимосвязанных операций: (i) измерение мгновенных напряжений и токов; (ii) оценивание амплитуды, частоты и фазы; (iii) обновление состояния виртуального осциллятора; (iv) формирование опорного сигнала для ШИМ; (v) контроль предельных режимов и корректировка параметров. Для параллельной работы инверторов

ISSN 3030-3907

каждый локальный контроллер выполняет собственные вычисления. Межустройственный обмен может быть исключён в автономном режиме при подходящей VOC-структуре, но для безопасного подключения к внешней сети требуется независимая функция проверки синхронизма.



Рисунок 2 — Последовательность вычислительных операций предлагаемого алгоритма.

Для дискретной реализации при периоде дискретизации T_s состояние осциллятора обновляется численным интегратором. Простейшая схема Эйлера имеет вид:

$$x[k+1] = x[k]+T_sF(x[k],u[k]) \qquad (8)$$

где: x [k] - вектор состояния системы на шаге k; u[k] - вектор входных сигналов управления; F(x,u) - функция правых частей дифференциальных уравнений; T_s - период дискретизации, с; л - номер шага расчёта.

Для жёстких режимов, высоких частот дискретизации и строгих требований к фазовой точности целесообразно сравнить схемы Эйлера, трапеций и Рунге—Кутты. Выбор метода интегрирования должен проверяться на предмет численной устойчивости и вычислительной задержки.

Чтобы предотвратить перегрузку силового преобразователя, выходной ток ограничивается:

$$i_{ref.lim} = \text{sat}\,(i_{ref,}\ -I_{max},\ I_{max}) \qquad (9)$$

ISSN 3030-3907

где sat(·) — функция насыщения, I_{max} — предельно допустимое значение тока, А. $i_{ref.}$ — исходное задание тока, А; $i_{ref.lim}$ — ограниченное задание тока, А;

Функция насыщения определяется следующим образом:

$$sat\ (x, a, b) = \begin{cases} a, & x < a, \\ x, & a \le x \le b, \\ b, & x > b \end{cases}$$

Примечание: для трёхфазного инвертора ограничение тока может применяться к вектору тока или его модулю, а не отдельно к каждой фазе. Это следует уточнить в соответствии с фактической структурой регулятора.

При срабатывании ограничения необходимы anti-windup или эквивалентная логика восстановления состояния регулятора, чтобы избежать накопления ошибки. Защита от перенапряжения, перегрузки и потери синхронизма должна иметь приоритет над обычным алгоритмом формирования опорного сигнала.

5. КРИТЕРИИ НАСТРОЙКИ И ОЦЕНКИ.

Для сопоставимой оценки работы алгоритма предлагается регистрировать установившуюся фазовую ошибку, максимальную частотную ошибку, отклонение напряжения, время установления и показатель качества тока.

В качестве базовых метрик используются:

$$e_{\varphi,rms} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}(\Delta\theta[k])^2} \qquad (10)$$

где: $\boldsymbol{e_{\varphi,rms}}$ — среднеквадратичная фазовая ошибка;

$\Delta\theta[\![k]\!]$ — разность фаз двух узлов на шаге k, рад;

N — количество отсчётов в рассматриваемом интервале.

Результат выражается в радианах, если фазовая ошибка задана в радианах, или в градусах, если все фазовые значения предварительно выражены в градусах.

Максимальную ошибку частоты и относительное отклонение напряжения рекомендуется представить двумя отдельными выражениями:

$$\boldsymbol{e_{f,max} = \max_{1 \le k \le N} |\Delta f[k]|.}$$

$$e_{U,max} = \max_{1 \le k \le N} \frac{|U[k] - U_{no}\ .|}{U_{nom.}} \qquad (11)$$

где:

• $\boldsymbol{e_{f,max}}$ — максимальная абсолютная ошибка частоты, Гц;

ISSN 3030-3907

- $\Delta f[k] = f_1[k] - f_1[k]$ — разность частот двух узлов, Гц;
- $e_{U,max}$ — максимальное относительное отклонение напряжения, %;
- U_k — измеренное действующее значение напряжения, В;
- U_{nom} — номинальное действующее значение напряжения, В;
- N — количество отсчётов в интервале оценки.

Важное уточнение: если требуется оценить именно рассогласование напряжений двух инверторов, вместо отклонения от номинального значения следует использовать:

$$e_{\Delta U,max} = \max_{1 \le k \le N} \frac{|U_1[k] - U_2[k]|}{U_{nom.}} \qquad (12)$$

Время установления t_s определяется как минимальный момент, после которого ошибка остаётся внутри заданной полосы ±ε на протяжении установленного интервала. Для оценки гармонических искажений используется коэффициент THD, рассчитанный по спектру измеренного тока или напряжения. Для напряжения или тока коэффициент суммарных гармонических искажений определяется выражением:

$$\mathrm{THD}_x = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{H} x_h^2}}{x_1} 100\% \qquad (13)$$

где:

- THD_x — коэффициент суммарных гармонических искажений, %;
- x_1 — действующее значение основной гармоники напряжения или тока;
- x_h — действующее значение гармоники порядка \(h\);
- h — номер гармоники;
- H — максимальный учитываемый порядок гармоники при спектральном анализе.

Индекс x обозначает выбранную величину: например, $\mathrm{THD_U}$ для напряжения и $\mathrm{THD_I}$ для тока.

Для корректного сравнения результатов необходимо использовать одинаковые интервалы измерения, частоту дискретизации, спектральное окно и максимальный учитываемый порядок гармоник.

Допустимые пределы необходимо брать из применимого стандарта и технических условий конкретного объекта; в настоящей статье универсальные нормативные значения не задаются.

ISSN 3030-3907

Таблица 1

Иллюстративные исходные параметры для построения модели.

Параметр	Обозначение	Пример для постановки модели	Примечание
Номинальная частота	f_0	50 Гц	Задать согласно системе
Номинальное напряжение	U_n	230 В (фаза–нейтраль)	Для однофазного эквивалента
Индуктивность фильтра	L_f	1,5 мГн	Проектное допущение
Ёмкость фильтра	C_f	20 мкФ	Проектное допущение
Частота дискретизации	f_s	10 кГц	Проверить вычислительную задержку
Предельный ток	I_{max}	$1{,}2 \cdot I_n$	Только пример ограничения
Допуск фазовой ошибки	ε_φ	2°	Критерий примера, не норматив

Таблица 2

Сводная таблица обозначений.

Символ	Определение	Единица
$x[k]$	Вектор состояния системы	Зависит от переменных
T_s	Период дискретизации	с
i_{ref}	Задание тока	А
I_{max}	Предельный ток	А
$e_{\varphi,rms}$	Среднеквадратичная фазовая ошибка	рад или °
$e_{f,max}$	Максимальная ошибка частоты	Гц
$e_{U,max}$	Максимальное относительное отклонение напряжения	%
THD_U	Искажение формы напряжения	%
THD_I	Искажение формы тока	%

6. Расчётные оценки и обсуждение

ISSN 3030-3907

Для проверки корректности постановки можно выполнить предварительную оценку собственной частоты идеализированного LC-фильтра:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \qquad (14)$$

где:

- f_{LC} — собственная резонансная частота идеализированного LC-фильтра, Гц;
- L_f — индуктивность фильтра, Гн (H);
- C_f — ёмкость фильтра, Ф (F);
- $\pi = 3{,}14159$ — математическая константа.

Пример расчёта параметров.

При L_f=1,5 мГц = $1{,}5\cdot10^{-3}$ Гн и C_f = 20 мкФ = $20\cdot10^{-6}$ Ф:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1{,}5\cdot10^{-3}\cdot 20\cdot10^{-6}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{3\cdot10^{-8}}} \approx 918{,}9 \text{ Гц.}$$

Следовательно, f_{LC} = 919 Гц.

При проектных допущениях L_f =1,5 мГн и C_f =20 мкФ получаем $f_{LC} \approx$ 919 Гц. Это значение является расчётной оценкой для идеального LC-звена; реальная резонансная частота зависит от допусков компонентов, сопротивлений, нагрузки и активного демпфирования. Частота среза и полоса управления должны быть выбраны так, чтобы избежать нежелательного взаимодействия резонанса фильтра с частотой коммутации и полосой регулятора.

Для иллюстрации ожидаемого характера процесса на рисунке 3 показана затухающая фазовая ошибка, описанная аппроксимацией

$$\Delta\varphi(t) = 0{,}65e^{-2{,}5t}\cos(2\pi \cdot 1{,}4t) \qquad (15)$$

где:

- $\Delta\varphi(t)$ — фазовая ошибка во времени;
- 0,65— начальная амплитуда фазовой ошибки, рад, если фаза задана в радианах;
- $e^{-2,5t}$ — экспоненциальное затухание с коэффициентом $2{,}5c^{-1}$;
- 1,4 — частота затухающих колебаний, Гц;
- t — время, с.

Эта кривая является демонстрационной аналитической иллюстрацией и не получена из испытаний оборудования или из завершённого моделирования. Её назначение — показать форму переходного процесса, который следует измерить при последующей верификации.

ISSN 3030-3907

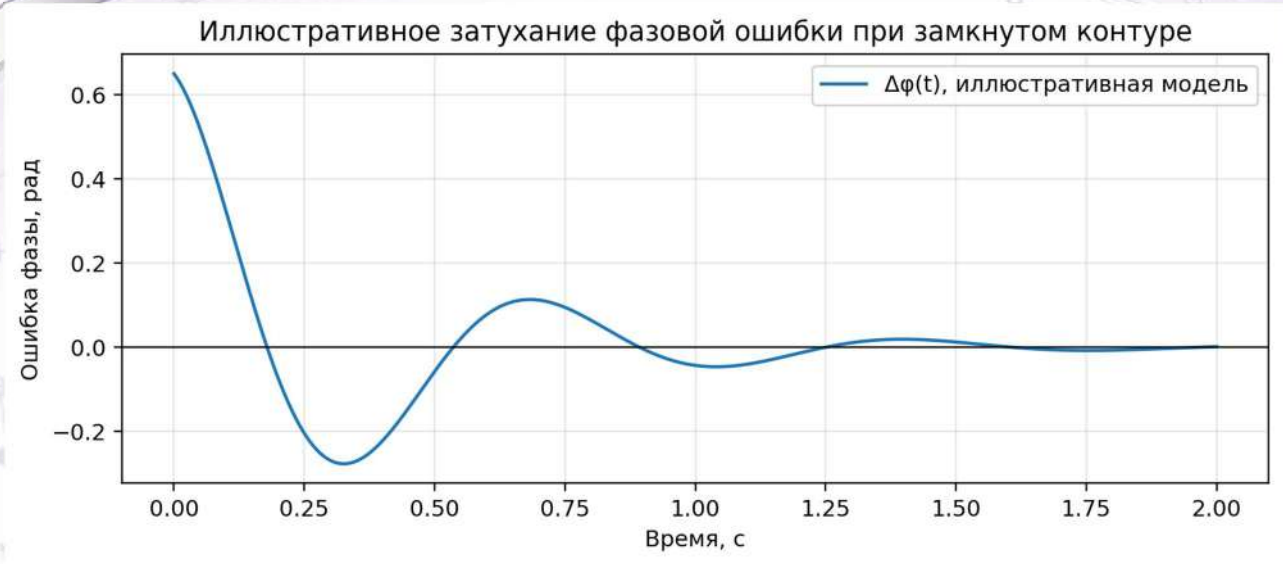


Рисунок 3 — Иллюстративная затухающая фазовая ошибка; кривая не является экспериментальным результатом.

Сравнение с традиционными подходами должно проводиться на одной и той же модели, с одинаковыми параметрами инверторов, нагрузки, линий и ограничений. В противном случае нельзя обоснованно утверждать превосходство одного алгоритма. Рекомендуется сравнить предложенный контур с droop-контролем и VOC-базовым регулятором по времени установления, максимальной фазовой ошибке, отклонению частоты, THD и устойчивости при ступенчатом изменении нагрузки.

Таблица 3

Рекомендуемая программа цифрового моделирования.

Сценарий испытания	Воздействие	Регистрируемые показатели	Что проверяется
Пуск автономной микросети	Запуск двух инверторов с разными начальными фазами	$\Delta\varphi(t)$, $\Delta f(t)$, $U(t)$	Сходимость к согласованному режиму
Ступень нагрузки	Изменение P и Q нагрузки	t_s, Δf_{max}, ΔU_{max}	Реакция на возмущение
Изменение сетевого импеданса	Увеличение R и/или L линии	Колебательность, фазовая ошибка	Робастность настройки
Ограничение тока	Кратковременная перегрузка	I_{peak}, $t_{восст.}$	Эффективность ограничения тока и восстановление нормального

ISSN 3030-3907

			режима после перегрузки
Подключение к внешней сети	Намеренное начальное рассогласование	Δφ, Δf, ΔU до замыкания	Корректность синхронизирующей логики

где:

I_{peak} — максимальное мгновенное значение тока, достигнутое во время переходного процесса или кратковременной перегрузки.

Например, при резком увеличении нагрузки ток инвертора может временно возрасти выше установившегося значения. Необходимо проверить, не превышает ли он допустимый предел для силовых полупроводников и системы защиты.

Единица измерения: ампер (А).

$t_{восст.}$ — время восстановления т.е. интервал от момента возникновения перегрузки до момента, когда система возвращается к нормальному рабочему режиму и остаётся в допустимых пределах. Его можно определять как:

$$t_{восст.} = t_{восст,кон.} - t_{возм.} \quad (16)$$

где:

- $t_{возм.}$ — момент возникновения перегрузки;
- $t_{восст,кон.}$ — момент, начиная с которого контролируемые параметры возвращаются в заданные допустимые пределы.

7. Ограничения метода и условия реализации.

Применение виртуального колебательного контура не устраняет необходимость в корректном проектировании фильтра, защит и измерительных каналов. Существенными факторами являются:

1. Нелинейность и насыщение модулятора;
2. Ограничение тока полупроводников;
3. Погрешность и шум датчиков;
4. Задержка цифрового контроллера;
5. Слабая сеть и меняющийся импеданс;
6. Несимметричные нагрузки и гармоники;
7. Режимы перехода между островной и сетевой работой.

При подключении к внешней сети необходимы отдельные условия разрешения выключателя и координация с релейной защитой.

Для трёхфазной системы следует использовать αβ/dq-преобразование (αβ-преобразование (преобразование Кларка), dq-преобразование (преобразова-ние Парка) либо трёхфазный нелинейный осциллятор и отдельно анализировать отрицательную последовательность при несимметрии. Если алгоритм предназначен для микросети с несколькими

ISSN 3030-3907

grid-forming инверторами, необходимо исследовать распределение активной и реактивной мощности, циркулирующие токи и устойчивость при различии параметров устройств. Параметры μ, A, ω_*, k_u, k_ω и k_θ не следует назначать только по одной формуле: их настройка должна выполняться с учётом модели преобразователя и критериев устойчивости.

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

Разработана расчётно-алгоритмическая структура метода применения виртуального колебательного контура для синхронизации и стабилизации микросети. Сформулированы уравнения LC-фильтра, базовая модель нелинейного осциллятора, выражения для фазовой и частотной ошибок, а также показатели оценки качества переходного процесса.

Показано, что для малых фазовых отклонений упрощённая модель коррекции сводится к линейному уравнению второго порядка; положительные коэффициенты демпфирования и синхронизирующей связи обеспечивают локальную устойчивость этой модели. Вместе с тем данный вывод не доказывает устойчивость полной системы «инвертор—фильтр—линия—нагрузка», которую необходимо исследовать отдельно.

Для практического подтверждения метода предложена программа цифровых испытаний: запуск с различными начальными фазами, ступенчатое изменение нагрузки, вариация импеданса линии, проверка ограничения тока и процедура подключения к внешней сети. Числовой пример LC-фильтра и график фазовой ошибки имеют иллюстративный характер. Следующий этап исследования — построение полной модели в MATLAB/Simulink, подбор параметров и получение воспроизводимых сравнительных результатов для предложенного алгоритма, droop-управления и базового VOC.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rai I., Suchetha C. Microgrid and grid synchronization: A critical analysis of challenges and opportunities. Electric Power Systems Research. 2025. Vol. 242. Article 111434. DOI: 10.1016/j.epsr.2025.111434.
2. Emerging technologies, opportunities and challenges for microgrid stability and control. Energy Reports. 2024. Vol. 11. P. 3562–3580. DOI: 10.1016/j.egyr.2024.03.026.
3. Awal M. A., Yu H., Tu H., Lukic S., Husain I. Parallel inverter control using different conventional control methods and an improved virtual oscillator control method in a standalone microgrid. Protection and Control of Modern Power Systems. 2022. Vol. 7. Article 27. DOI: 10.1186/s41601-022-00248-9.

ISSN 3030-3907

4. Aghdam M. G. H., et al. Virtual oscillator-based methods for grid-forming inverter control: A review. IET Renewable Power Generation. 2022. Vol. 16, No. 5. P. 835–855. DOI: 10.1049/rpg2.12398.
5. Acharya S., Kumar D. V. Frequency stabilization and synchronization between grid and AC microgrid. Electric Power Systems Research. 2024. Vol. 228. Article 110045. DOI: 10.1016/j.epsr.2023.110045.
6. Simpson-Porco J. W., Dörfler F., Bullo F. Synchronization and power sharing for droop-controlled inverters in islanded microgrids. Automatica. 2013. Vol. 49, No. 9. P. 2603–2611. DOI: 10.1016/j.automatica.2013.05.018.
7. Chandorkar M. C., Divan D. M., Adapa R. Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems. IEEE Transactions on Industry Applications. 1993. Vol. 29, No. 1. P. 136–143. DOI: 10.1109/28.195899.
8. IEEE Std 2030.7-2017. IEEE Standard for the Specification of Microgrid Controllers. IEEE, 2017.
9. IEEE Std 1547-2018. IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. IEEE, 2018.
10. Шохрух Б., Рустамов Н., Мухаммадиев Б. Электромагнитная инерция (LC-контур) в микросетях //Yassawi Journal of Engineering Science. – 2026. – Т. 3. – №. 3. – С. 41-50. https://doi.org/10.47526/3135-6877.405
11. Рустамов Н. Т., Мухаммадиев Б. С. НАКОПЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ И ЕЁ ХРАНЕНИЕ В ЭНЕРГОСИСТЕМЕ //Экономика и социум. – 2026. – №. 1-2 (140). – С. 570-576.
12. Mukhammadiev B.S. ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF ELECTRICAL ENERGY ACCUMULATION IN A SELF-OSCILLATING CIRCUIT. (2026). Journal of Multidisciplinary Sciences and Innovations, 5(5), 2082-2086.
13. Рустамов Н.Т., Меирбекова О. Д., Бергузинов А. Н., Мухаммадиев Б. С., Калтаев А. Г. Накопление электрической энергии на автоколебательном контуре. Торайғыров университетінің хабаршысы. ISSN 2710-3420. Энергетикалық сериясы. № 2. 2026. С.375-393.