

УДК 541.124

А. В. Морозов, аспирант;
 В. К. Барсуков, кандидат технических наук, профессор;
 В. А. Морозов, кандидат технических наук, доцент
 Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ И СХЕМОТЕХНИКА МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Описан принцип формирования выходных напряжений матричного преобразователя частоты за счет пространственно-векторной ШИМ. Приведена практическая реализация схем защиты преобразователя.

Ключевые слова: преобразователь частоты, двунаправленный силовой ключ, пространственно-векторная ШИМ, микроконтроллер

Матричный преобразователь частоты (МПЧ) является одним из наиболее перспективных полупроводниковых преобразователей энергии с непосредственной связью источника и нагрузки. Может применяться в тех случаях, когда требуется наличие режима рекуперации энергии в питающую сеть и предъявляются повышенные требования к качеству потребляемой и возвращаемой энергии. Его преимуществами относительно преобразователей частоты (ПЧ) с неуправляемым выпрямителем являются: двунаправленный обмен энергии между сетью и нагрузкой; возможность формирования синусоидального входного чисто активного тока; отсутствие в силовой схеме конденсаторов большой емкости, являющихся довольно дорогостоящим и одним из самых ненадежных элементов традиционных двухзвенных ПЧ с инвертором напряжения; высокий КПД и показатели электромагнитной совместимости с питающей сетью. Относительно двухзвенных ПЧ с активным выпрямителем и инвертором напряжения МПЧ более компактен, надежен, энергетически эффективен и потенциально менее дорог. К недостаткам МПЧ относительно двухзвенных ПЧ можно отнести увеличенное количество полупроводниковых приборов; меньший коэффициент использования входного напряжения; более сложное управление; менее отработанную и освоенную на данный момент времени технологию производства полупроводниковых модулей и микропроцессорных контроллеров, специализированных под топологию преобразователя [1].

Алгоритм пространственно-векторной ШИМ

На рис. 1, а приведена принципиальная схема трехфазного матричного преобразователя частоты. Показанные на схеме ключи – это полностью управляемые симметричные (двунаправленные) ключи из встречно включенных IGBT с общим эмиттером (рис. 1, б). Для формирования таким способом ключей в МПЧ используется 18 транзисторов и диодов. Существует несколько способов создания ключей, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки [2]. Для сглаживания пульсаций напряжения на входе включен LC-фильтр.

Управление МПЧ сводится к получению на выходе преобразователя синусоидальных междуфазных напряжений требуемой частоты. В выбранном для

рассмотрения алгоритме скалярного управления выходное напряжение формируется в соответствии с поступающими сигналами управления переменной частоты и амплитуды, а фаза потребляемого из сети тока регулируется импульсами синхронизации [5].

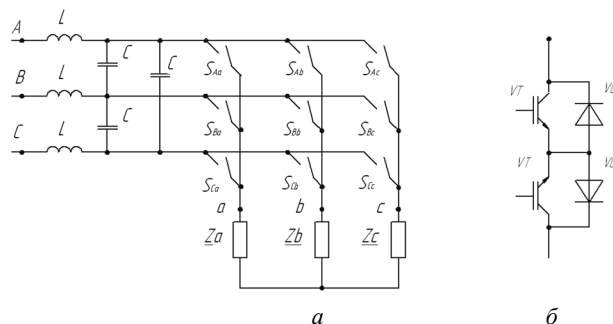


Рис. 1. Принципиальная схема матричного преобразователя: а – матричная структура; б – схема ключа

Практическая реализация МПЧ возможна с использованием микропроцессоров. Блок-схема системы управления (рис. 2) содержит ШИМ-модулятор, формирователь импульсов синхронизации и схему логического умножения импульсов. Частота опорного напряжения ШИМ выбирается не менее 1 кГц. Увеличение частоты повышает плавность изменения выходных напряжений, но в то же время повышает и коммутационные потери в ключах. Формирователь импульсов синхронизации обеспечивает открывание тех 6 силовых ключей из 9 имеющихся, которые обеспечивают коммутацию максимального в текущий момент линейного напряжения. Временными границами импульсов синхронизации являются точки естественной коммутации – пересечения линейных напряжений сети (рис. 3). В течение одного периода формируется 6 импульсов $S_0 \dots S_5$ длительностью $\pi/3$ рад. Сдвигом импульсов синхронизации относительно указанного на рис. 3 положения можно добиться как индуктивного при запаздывании импульсов на $0 \dots \pi/3$, так и емкостного (при опережении на $0 \dots \pi/3$) характера тока, потребляемого преобразователем из сети. При отсутствии фазового сдвига импульсов из сети потребляется чисто активный ток.

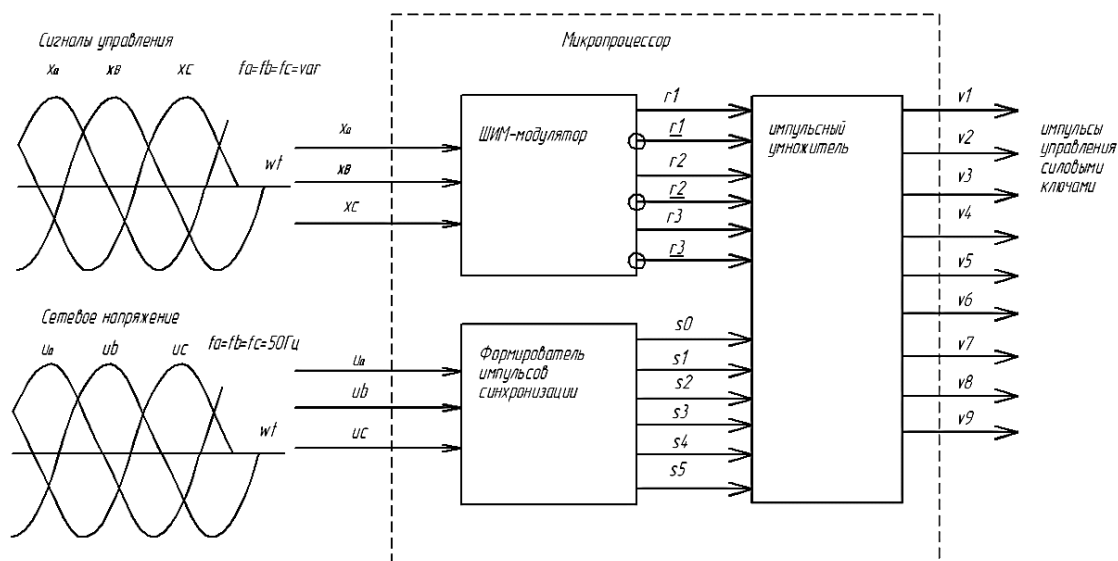


Рис. 2. Блок-схема системы управления

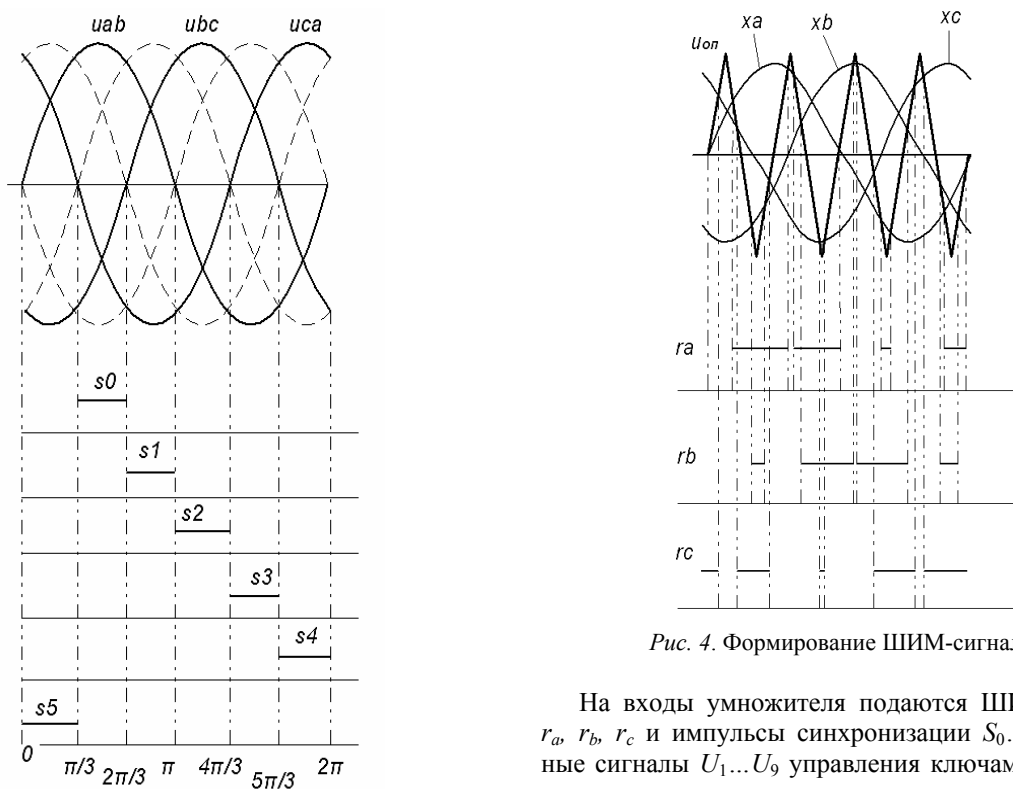


Рис. 3. Импульсы синхронизации S_i

Импульсы на выходе модулятора формируются при сравнении трехфазных сигналов управления с одним и тем же опорным напряжением треугольной формы, обеспечивающей временной разнос фронтов импульсов разных ключей (рис. 4).

Рис. 4. Формирование ШИМ-сигналов

На входы умножителя подаются ШИМ-сигналы r_a, r_b, r_c и импульсы синхронизации $S_0...S_5$. Выходные сигналы $U_1...U_9$ управления ключами формируются согласно выражениям:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= r_a * (S_0 + S_1) + \bar{r}_a * (S_3 + S_4), \\
 U_2 &= r_b * (S_0 + S_1) + \bar{r}_b * (S_3 + S_4), \\
 U_3 &= r_c * (S_0 + S_1) + \bar{r}_c * (S_3 + S_4), \\
 U_4 &= r_a * (S_2 + S_3) + \bar{r}_a * (S_0 + S_5), \\
 U_5 &= r_b * (S_2 + S_3) + \bar{r}_b * (S_0 + S_5), \\
 U_6 &= r_c * (S_2 + S_3) + \bar{r}_c * (S_0 + S_5), \\
 U_7 &= r_a * (S_4 + S_5) + \bar{r}_a * (S_1 + S_2), \\
 U_8 &= r_b * (S_4 + S_5) + \bar{r}_b * (S_1 + S_2), \\
 U_9 &= r_c * (S_4 + S_5) + \bar{r}_c * (S_1 + S_2),
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

которые кратко можно записать в матричной форме:

$$[U]=[S_i+S_{i+1}]\cdot[r]. \quad (2)$$

Приведенный алгоритм управления МПЧ представляет собой пространственно-векторную ШИМ, широко используемую в двухзвенных ПЧ. Коммутация осуществляется между несколькими, заранее выбранными состояниями инвертора, каждое из которых соответствует определенному положению в пространстве вектора, результирующего напряжения, приложенного к нагрузке [6] (рис. 5).

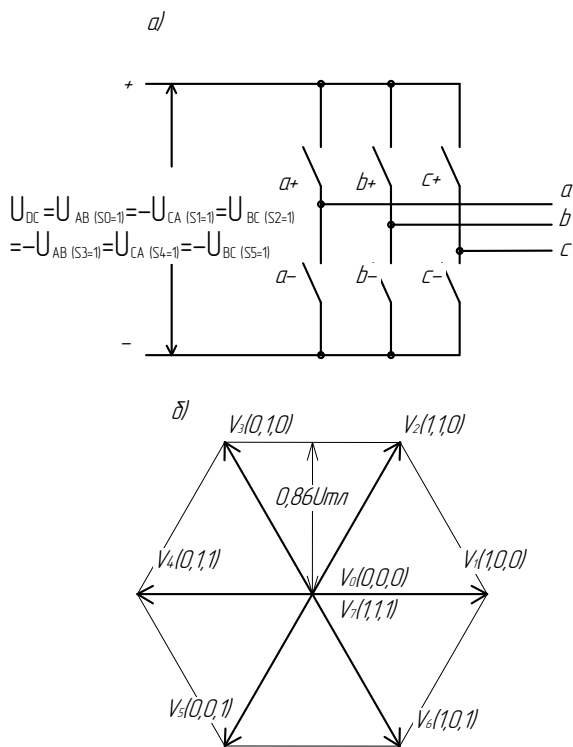


Рис. 5. Возможные комбинации состояний ключей инвертора: а – инвертор схемы замещения; б – совокупность базовых векторов

На вход инверторной части схемы замещения [4] подается одно из трех линейных сетевых напряжений в соответствии со значениями сигналов синхронизации $S_i(t)$. Для инвертора возможны 7 безопасных комбинаций состояний ключей фаз (а, б, в). Примем в дальнейшем, что логический ноль соответствует подключению выходной фазы к низкому потенциалу при замыкании ключей а-, б-, в-, а единица – к высокому потенциалу (ключи а+, б+, в+). Комбинации (0,0,0) и (1,1,1) соответствуют нулевым векторам. Остальные шесть комбинаций образуют базовые векторы V_i , разбивающие пространство на шесть секторов. Вектор выходного напряжения $V=V_m \exp(j\omega t)$ в каждый момент времени синтезируется из комбинации базовых векторов, образующих текущий сектор, а его амплитуда ограничена сторонами шестиугольника. Длины базовых векторов равны амплитуде линейного входного напряжения $U_{мл}$. Максимальная амплитуда выходного напряжения в середине каждого сектора составляет $0,86 U_{мл}$, а в

произвольный момент времени – ограничена сторонами шестиугольника.

Принцип формирования напряжения нагрузки приведен на рис. 6. При сравнении опорного треугольного сигнала с тремя фазами управляющего напряжения $U_i(t)$ формируются три последовательности импульсов $r_i(t)$. Как следует из выражений (1), в течение периода модуляции чередуются состояния ключей инвертора, соответствующие при $U_b < U_c < U_a$ соседним векторам V_1 и V_6 , а также нулевые паузы V_0 и V_7 . Проекции результирующего вектора $V=V_m \exp(j\omega t)$ на векторы V_1 и V_6 пропорциональны продолжительностям t_i включенного состояния соответствующих векторов. Длительностью нулевой паузы t_0+t_7 регулируется амплитуда вектора V .

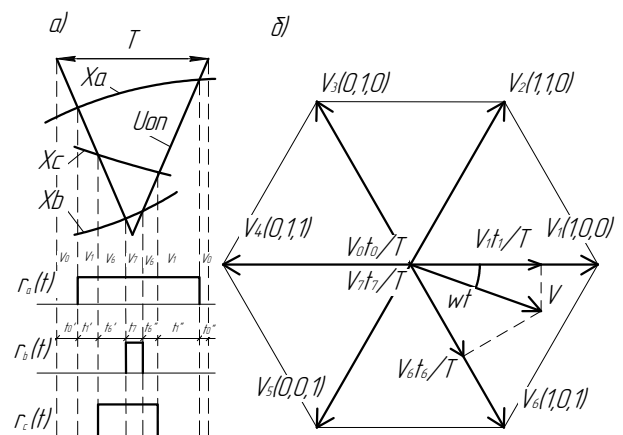


Рис. 6. Формирование выходного напряжения: а – временная диаграмма ШИМ; б – получение результирующего вектора

Практическая реализация матричного преобразователя частоты

Силовая часть преобразователя включает в себя девять двунаправленных силовых ключей, каждый из которых содержит два встречно включенных MOSFET. Для обеспечения протекания тока в обоих направлениях используются встроенные обратные диоды MOSFET. На входе преобразователя подключен блок защит и входной фильтр.

Для передачи сигналов управления с выходов контроллера на затворы MOSFET были использованы девять драйверов DD1 HCPL 2200 с девятью отдельными источниками питания (рис. 7).

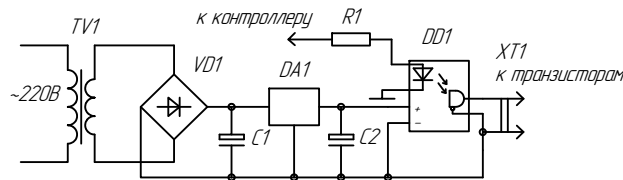


Рис. 7. Схема управления ключами

В случае применения одного из наиболее простых способов коммутации – коммутации с бестоковой паузой для предотвращения сквозного тока после записания одного из двух ключей работающей пары, включение другого должно происходить с некоторой задержкой. Время задержки $t_{дз}$, называемое «мерт-

вым», учитывает задержку включения и выключения транзисторов. В течение этого времени должны закончиться все переходные процессы.

Время задержки может быть задано в тексте программы микроконтроллера между фронтами и срезами импульсов управления ключами, соответствующими группам a+, b+, c+ и a-, b-, c- инвертора. Для точного измерения «мертвого» времени использовался цифровой осциллограф, подключенный к затворам транзисторов. На входы драйверов подавался сигнал калибровки осциллографа – меандр с частотой 1 кГц. Эксперименты показали, что длительность включения транзистора составила 750 нс, выключения – 250 нс. Задержка выбрана равной 300 нс.

Блок защит БЗ преобразователя включает в себя схемы токовой отсечки и защиту от перенапряжений. Принципиальная схема токовой отсечки (рис. 8) включает в себя диодно-транзисторные оптопары, подключенные к шунтам двух входных фаз. При срабатывании схема вырабатывает логический сигнал, который, поступая на микроконтроллер, устанавливает в нулевое состояние управляющие сигналы всех драйверов ключей.

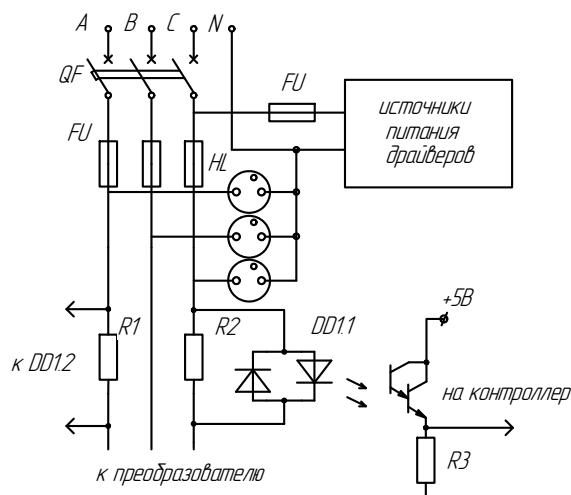


Рис. 8. Схема токовой отсечки

Входной фильтр LC типа L1...L3, C1...C3 (рис. 9) сглаживает пульсации входного тока.

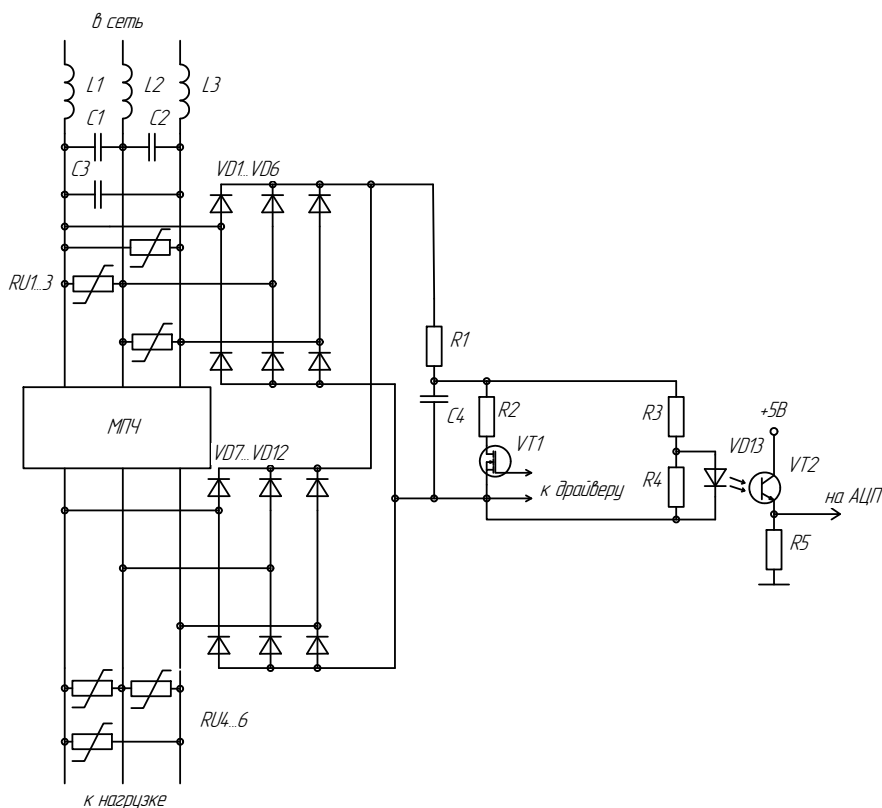


Рис. 9. Схема защиты от перенапряжений

Схема защиты от перенапряжений содержит выпрямительные мосты VD1...6 и VD7...12 с общим демпфирующим конденсатором C4 на выходе. Демпфирующий конденсатор C4 предназначен для уменьшения бросков напряжения при коммутациях ключей. Резистор R1 ограничивает ток заряда, R2 создает разрядную цепь конденсатора. Добавочный резистор R3 и шунт R4 создают цепь измерения на-

пряжения с гальванической развязкой и выходом на АЦП контроллера. Управление разрядом конденсатора через VT1 осуществляется микроконтроллером по принципу двухпозиционного регулирования по напряжению с гистерезисом в окрестности значения 1,41·380 В. В дополнение на входе и выходе устройства включены варисторы RU 1...6 с напряжением срабатывания 560 В.

Защита от перенапряжений с помощью емкостного накопителя необходима для защиты транзисторов в случаях аварийных отключений токов короткого замыкания; при перенапряжениях, приходящих со стороны питающей сети; а также ограничивает скачки напряжений при коммутации ключей с нулевой паузой [3]. Это связано с тем, что в транзисторах МПЧ, в отличие от ДПЧ, отсутствуют обратные диоды в качестве защиты от пробоя.

Заключение

Разработан МПЧ со скалярным управлением, основанным на применении пространственно-векторной ШИМ. Матрица собрана из двунаправленных ключей на основе MOSFET. При проектировании использованы схемы быстродействующей токовой защиты и защиты от коммутационных перенапряжений.

Библиографические ссылки

1. *Виноградов А. Б.* Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново : Изд-во ИГЭУ,

2008. – 298 с. – URL: http://vectorgroup.ru/files/doc/books/vinogradov_book.pdf (дата обращения: 18.04.2014).

2. *Климов В., Климова С.* Двунаправленные ключи в матричных структурах преобразователей переменного тока // *Силовая электроника*. – 2008. – № 4. – С. 58–61.

3. *Карташев Е., Колтаков А.* Базовые принципы проектирования матричных конверторов // *Силовая электроника*. – 2009. – № 5. – С. 59–65.

4. *Морозов А. В., Барсуков В. К., Морозов В. А.* Разработка матричного преобразователя частоты // *Интеллектуал. системы в пр-ве*. – 2013. – № 2. – С. 202–207.

5. *Сидоров С.* Матричный преобразователь частоты – объект скалярного управления // *Силовая электроника*. – 2009. – № 3. – С. 31–35.

6. *Титяев Д. К., Мирошник Д. Н.* Сравнительный анализ векторной и традиционной широтно-импульсной модуляции // *Автоматизация технологических объектов та процесів. Пошук молодих. Збірник наукових праць IV Міжнародної науково-технічної конференції аспірантів та студентів в м. Донецьку 11–14 травня 2004 р.* – Донецьк : ДонНТУ, 2004. – С. 301–306. – URL: <http://masters.donntu.edu.ua/2007/fema/dovgan/library/2.pdf> (дата обращения: 18.04.2014).

A. V. Morozov, Post-graduate, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

V. K. Barsukov, PhD in Engineering, Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

V. A. Morozov, PhD in Engineering, Associate Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University

Control algorithms and circuitry of the matrix frequency converter

The principle of forming the output voltage of the matrix frequency converter due to space vector PWM is described in details. Practical implementation of schemes for converter protection is given.

Keywords: frequency converter, bidirectional power switch, space vector PWM, microcontroller

Получено: 16.04.14

УДК 628.315

Р. Г. Шаяхметов, аспирант

Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФУНКЦИИ ЖЕЛАТЕЛЬНОСТИ ХАРРИНГТОНА ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕМЕШИВАНИЯ СУБСТРАТА В МЕТАНТЕНКЕ

Описан принцип оценки эффективности перемешивания субстрата в биореакторе с помощью функции желательности Харрингтона. Для проведения анализа выделены критерии оценки полей температур и скоростей, полученных в результате численного эксперимента.

Ключевые слова: метантенк, перемешивание субстрата, функция желательности Харрингтона, автоклав, анаэробное сбраживание

В настоящее время энергосбережение является стратегической задачей государственного масштаба. Одним из наиболее актуальных методов в данном направлении является использование альтернативных источников энергии, в частности биогаза. Биогаз образуется вследствие анаэробного сбраживания в метантенках, которые представляют собой цилиндрические железобетонные резервуары с коническим днищем и применяются для сбраживания осадков бытовых и производственных сточных вод. Интенсивность и стабильность выхода биогаза повышается при рациональной организации перемешивания субстрата внутри биореактора [3]. Перемешивание способствует выравниванию концентраций метаболитов, образующихся в

процессе брожения и являющихся промежуточными субстратами для микроорганизмов или ингибиторами их жизнедеятельности, а также концентрации токсичных веществ, содержащихся в загружаемом осадке, поддержанию тесного контакта между бактериальными ферментами и их субстратами и т. д.

При плохом перемешивании снижается эффективный объем метантенка и сокращается время пребывания в нем осадка, а следовательно, распад органического вещества и выход биогаза. При внедрении в конструктив новых устройств необходимо следить за эффективным объемом биореактора, полученном после установки нового приспособления. Известны случаи сокращения полезного объема метантенка на 70 %.