

2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург. УРО РАН, 2000. – 654 с.

3. Peter Vas. Sensorless vector and direct torque control. Oxford University Press, 1998. – 760 pp.

4. D.W. Novotny and T.A. Lipo. Vector Control and Dynamics of AC Drives. – Department of Electrical and Computer Engineering University of Wisconsin-Madison. ClarendonPressOxford, 2003. – 440 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ УСТОЙЧИВОСТИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

*Г.Я. Михальченко**, *Д.С. Муликов**, *С.Г. Михальченко***

* – Томский университет систем управления и радиоэлектроники,

** – Национальный исследовательский Томский политехнический университет,
Россия, Томск

Линейные системы автоматического управления (САУ), в основе исследования которых лежит теория устойчивости Ляпунова, с точки зрения динамики, характеризуются: понятием система устойчива или неустойчива, а также переходными процессами и их качественными (периодический или колебательный процесс) и количественными характеристиками (быстродействие, перерегулирование, затухание и др.). С целью снижения трудоемкости проектирования замкнутых САУ разработаны и успешно используются для анализа линейных систем косвенные характеристики динамики систем, в части определения устойчивости это алгебраические и частотные критерии, которые позволяют ускоренно оценивать корни характеристических уравнений, строить амплитудно- и фазочастотные характеристики (АФЧХ). Применительно к этим критериям эмпирическим путем установлены необходимые запасы устойчивости по амплитуде и фазе частотных характеристик, определены типы желаемых АФЧХ, при которых достигается тот или другой вид оптимизации переходных характеристик (технический, симметричный оптимум и др.). Примечательно, что эта информация о динамике линейных систем является необходимой и достаточной, т.е. полной.

Совершенно иная эволюция развития динамики характерна для импульсных САУ, особенно быстродействующих источников питания, которые описываются нелинейными системами дифференциальных уравнений с разрывными компонентами [1]. Наблюдаемые при этом динамические режимы в корне отличаются от процессов описываемых теорией линейных систем. В практической деятельности специалистам, как правило, приходится работать с нелинейными импульсными системами электропитания, и здесь они неизбежно сталкиваются с динамическими процессами, которые невозможно адекватно

трактовать в рамках «линейного мышления». Более того, известные пакеты автоматизированного проектирования используют, разумеется, численные методы построения решения и частотные критерии определения его устойчивости, которые могут давать правильную оценку динамическим свойствам в «малом» только робастным системам.

Изложенные соображения давно привлекают исследователей в области физики нелинейных колебаний. Математический аппарат, применительно к импульсным системам электропитания, разрабатывается в ведущих томских вузах – политехническом университете и университете систем управления и радиоэлектроники с 1986 года [2, 3]. Накопленный авторами опыт анализа динамических режимов источников электропитания с различными видами импульсной модуляции может быть представлен следующей последовательностью анализа динамических режимов нелинейных импульсных систем.

1. Необходимо отказаться от понятия *устойчива или неустойчива система*, а руководствоваться понятием *устойчив или неустойчив периодический режим*, поскольку в нелинейных системах одновременно существуют и могут быть устойчивыми и неустойчивыми как нормальный проектный режим, так и аномальные: *периодические (субгармонические); квазипериодические; хаотические*. Размах колебаний последних всегда ограничен глобальными нелинейностями типа «насыщение». Это условие «ограничение размаха колебаний» выполняется пока прочность электрорадиоэлементов не позволяет высвободится накопленной в реактивных элементах энергии. В противном случае аномальная динамика неизбежно сопровождается выходом аппаратуры из строя или, а при больших запасах энергии – техногенными катастрофами.

2. В работах Л.С. Понтрягина установлено, что основные процессы эволюции динамических режимов кусочно-непрерывных дифференциальных уравнений второго порядка определяют основной характер динамики сложной системы, а нелинейности и постоянные времени уравнений более высоких порядков приводят лишь к трансформации основных «черт» динамики, не оказывая значимого влияния на топологию общей картины. Это уникальное свойство позволяет при формировании основных допущений, в процессе построения схем замещения нелинейных импульсных систем электропитания, учитывать, глобальные нелинейности и глобальные (доминирующие) постоянные времени не выше второго порядка.

3. Тонкие нелинейности САУ с импульсной модуляцией определяют индивидуальные свойства динамики различных видов модуляции и, следовательно, определяют структуру распределения областей существования различных динамических режимов [1, 3-5, 7, 8].

Базовые виды преобразователей, используемые в современных системах автоматического управления различного назначения, сводятся к комбинациям повышающего, понижающего и инвертирующего преобразователей [5, 6].

Динамическая модель непрерывной части схемы замещения этих типов преобразователей описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}(K_F, \mathbf{X}) \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}(K_F, \mathbf{X}); \\ \mathbf{X}(t_0) = \mathbf{X}_0, \end{cases} \quad (1)$$

где вектор неизвестных \mathbf{X} , в простейшем (двумерном) случае описывает ток в индуктивности фильтра и выходное напряжение, а коммутационная функция $K_F(\xi)$ широтно-импульсного регулятора, зависит от разностного уравнения функции обратной связи $\xi(t) = U_{ER}(\mathbf{X}, t) - U_P(t)$, в котором сигнал ошибки регулирования $U_{ER}(\mathbf{X})$ сравнивается с развертывающим напряжением $U_P(t)$.

В зависимости от состояния полупроводниковых коммутационных элементов транзистора и диода, система (1) принимает три различных состояния, матрицы \mathbf{A} и вектора внешнего воздействия \mathbf{B} для различных типов преобразователей в этих трех состояниях приведены в табл. 1.

Таблица 1.

Матрицы системы $\mathbf{A}(K_F, \mathbf{X})$ и $\mathbf{B}(K_F, \mathbf{X})$

Повышающий преобразователь	Преобразователь понижающего типа
$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix};$	$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix};$
$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix};$	$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix};$
$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$	$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$
Преобразователь инвертирующего типа	
$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} E_0/L \\ 0 \end{bmatrix};$	
$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix};$	
$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(CR_H) \end{bmatrix}; \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$	

Моменты коммутации t_k – разрывы функции $K_F(\xi)$ – разбивают каждый тактовый интервал на три участка непрерывности правых частей системы (1).

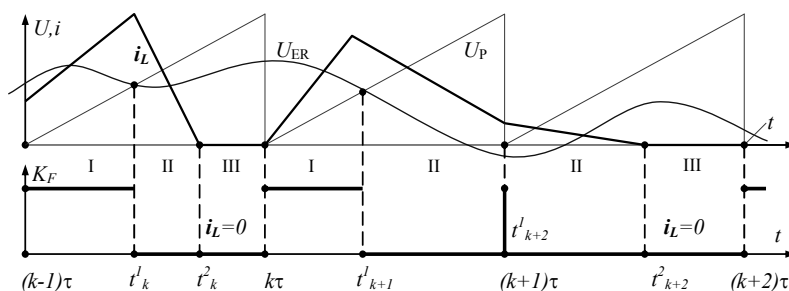


Рис. 1. Формирование коммутационной функции ШИМ-2

В общем виде матрицы $\mathbf{A}(K_F, \mathbf{X})$ и $\mathbf{B}(K_F, \mathbf{X})$ зависят от коммутационной функции и знака переменной состояния, но, на участках непрерывности принимают постоянные значения \mathbf{A}_i и \mathbf{B}_i , $i=1,2,3$ и можно интегрировать систему (1) аналитически на этих участках:

$$\mathbf{X}(t) = e^{\int_{t_0}^t \mathbf{A}_i d\nu} \mathbf{X}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{\int_{t_0}^{\nu} \mathbf{A}_i d\nu} \mathbf{B}_i d\eta, \quad i=1,2,\dots \quad (2)$$

На каждом участке линейности (постоянства матриц \mathbf{A}_i и \mathbf{B}_i) решение может быть записано следующим образом:

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot (\mathbf{X}_{0,i} + \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B}_i) - \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B}_i, \quad i=1,2,\dots \quad (3)$$

Зная моменты коммутации t_k , можно построить точное аналитическое решение системы (1) по формулам (2), (3). Задача поиска моментов коммутации состоит в определении моментов переключения коммутационных элементов схемы. Для разных видов ШИМ эта задача решается по-разному (табл. 2).

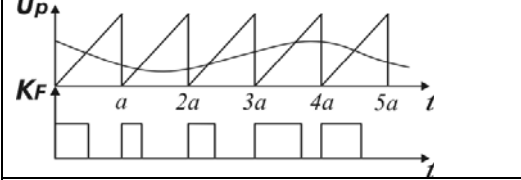
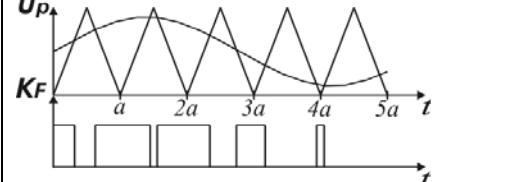
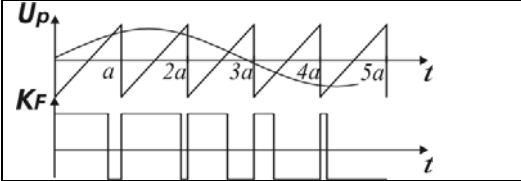
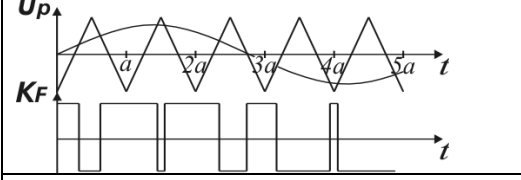
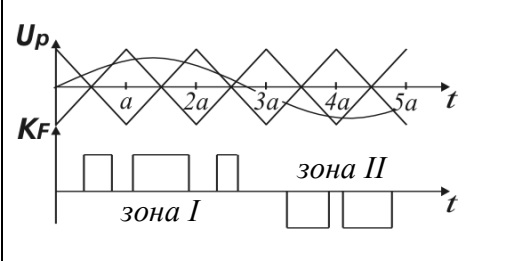
Основной особенностью математических моделей кусочно-непрерывных нелинейных импульсных систем, вида (1), является неединственность решения системы дифференциальных уравнений с разрывной правой частью. Это находит свое выражение в особенностях разделения рассматриваемого фазового пространства на области устойчивости нормального (проектного) режима и области аномальной динамики. Точное, численно-аналитическое решение позволяет построить бифуркационные диаграммы и определить границы устойчивости проектного режима функционирования, всех возможных аномальных режимов и областей их взаимного пересечения.

Бифуркационная диаграмма представляет собой обобщенную карту областей существования детерминированных и стохастических режимов САУ конкретного вида (Таблица 1) с определенным типом ШИМ (Таблица 2). Динамический режим САУ, период которого кратен тактовому периоду τ с коэффициентом m ($T=m\tau$), назван в литературе [1-3, 5-6, 8] *m-циклом*. Иными словами, *m-цикл* – это отношение частоты квантования к частоте субгармонического режима, некоторые из таких режимов приведены на рис. 2.

Традиционно, по мере распространения теории косвенных методов определения устойчивости САУ, преимущественно частотных, развивались и практические методы определения амплитудно-частотных характеристик – как наиболее наглядных и понятных способов оценки динамических свойств системы автоматического регулирования. Несмотря на то, что динамические режимы в корне отличаются от процессов описываемых теорией линейных систем, практика проверки спроектированных нелинейных импульсных систем до сих пор также базируется на определении амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик. Сюда относятся методы разомкнутого контура, более точные методы замкнутого контура, методы магнитной инжекции и др.

Таблица 2.

Коммутационная функция для различных видов ШИМ

Временные диаграммы формирования импульсной последовательности	Математическая модель коммутационной функции $K_F(\xi)$, где $\xi(t) = U_{ER}(X, t) - U_P(t)$.
Однополярная нереверсивная модуляция (ОНМ-1)	
	$K_F(\xi) = \frac{1}{2}(1 + \text{Sign}(\xi));$ $U_P(t) = U_{OP} \left(\frac{t}{a} - E_1 \left(\frac{t}{a} \right) \right)$
Однополярная нереверсивная модуляция (ОНМ-2)	
	$K_F(\xi) = \frac{1}{2}(1 + \text{Sign}(\xi));$ $U_P(t) = \frac{1}{2} U_{OP} \left(1 + (-1)^k - 2(-1)^k \left(\frac{t}{a} - E_1 \left(\frac{t}{a} \right) \right) \right)$
Двухполярная реверсивная модуляция (ДРМ-1)	
	$K_F(\xi) = \text{Sign}(\xi);$ $U_P(t) = U_{OP} \left(-\frac{1}{2} + \frac{t}{a} - E_1 \left(\frac{t}{a} \right) \right)$
Двухполярная реверсивная модуляция (ДРМ-2)	
	$K_F(\xi) = \text{Sign}(\xi);$ $U_P(t) = (-1)^k U_{OP} \left(\frac{1}{2} - \left(\frac{t}{a} - E_1 \left(\frac{t}{a} \right) \right) \right)$
Однополярная реверсивная модуляция (ОРМ)	
	$K_F(\xi_1, \xi_2) = \frac{1}{2} \cdot (\text{Sign}(\xi_1) + \text{Sign}(\xi_2));$ $U_{PH}(t) = U_{OP} \left(-\frac{1}{2} + \frac{t}{a} - E_1 \left(\frac{t}{a} \right) \right);$ $U_{PH}(t) = -U_{OP} \left(-\frac{1}{2} + \frac{t}{a} - E_1 \left(\frac{t}{a} \right) \right)$

Метод Ляпунова оценки устойчивости m -цикла. Локальная устойчивость m -цикла. $X(t)$, однозначно формируемого коммутационной последовательностью ШИМ, определяется в соответствии с теорией Ляпунова через корни $\{\rho_i\}$ характеристического уравнения $\det(F(T) - \rho \cdot E) = 0$ основной матрицы (матрицы монодромии) F линейного приближения «в отклонениях» [3, 5, 7].

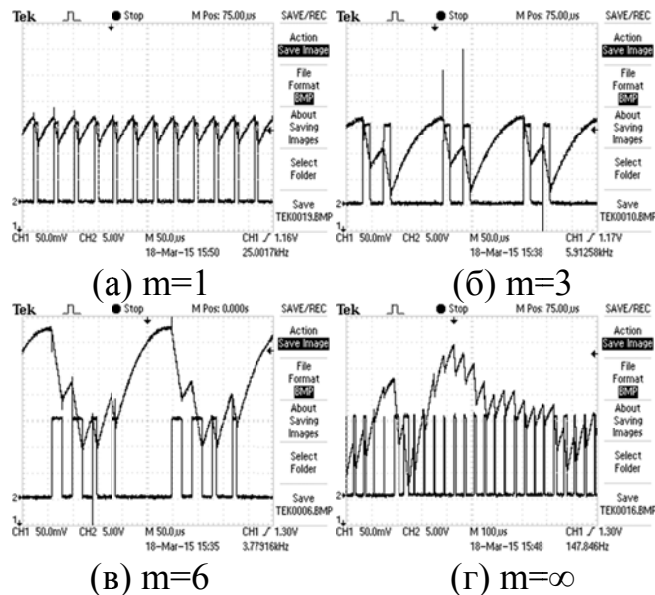


Рис. 2. Графики выходного напряжения различных детерминированных режимов преобразователя повышающего типа с ОНМ-1

Для кусочно-непрерывной системы (1) на каждом участке непрерывности $k=1..m$ исходной задачи строится решение $X(t)$. Для учета «скачка» разрывной функции, вычисляются как в [3] матрицы пересчета на разрывах M_k решения F_k . Произведение всех фундаментальных матриц F_k есть основная матрица – матрица монодромии: $F(T) = F_m$. Поведение корней характеристического уравнения этой матрицы позволяет определять устойчивость m -цикла.

В импульсных САУ при помощи упомянутого метода обнаруживаются уникальные свойства на границе устойчивости проектного режима:

- свойство «целочисленной синхронизации с проектным режимом» для зарождающихся аномальных режимов ($m_i = N*m$), где $N \in \mathbb{N}$;
- потеря устойчивости проектного режима при выходе мультипликаторов основной матрицы возмущенного решения за границы единичного круга, что реализуется в импульсных преобразователях гораздо раньше, нежели фаза выходного сигнала достигает 180 электрических градусов.

Эти свойства позволяют, при проведении проверки устойчивости, отказаться от вмешательства в схему спроектированного и изготовленного устройства, отказаться от создания дорогостоящего, узкополосного измерительного оборудования для построения АФЧХ, а использовать только традиционное измерительное и осциллографическое оборудование.

Поскольку в нелинейных САУ существуют и являются устойчивыми различные m -циклы, к которым относится и проектный ($m=1$) режим, периодические субгармонические, квазипериодические и хаотические движения, то в пространстве параметров области таких режимов могут пересекаться, создавая зоны мультистабильности, в которых предсказать поведение замкнутой динамической системы весьма сложно [7].

Устойчивость режимов функционирования системы типа (1) следует рассматривать с позиции взаимовлияния всех существующих в исследуемом

пространстве параметров динамических режимов, как устойчивых, так и неустойчивых.

Для анализа динамических свойств нелинейных импульсных систем, характеризующихся индивидуальными для каждого вида импульсной модуляции чертами разделения фазового пространства, необходимо руководствоваться *методами бифуркационного анализа и нелинейной динамики*. Для каждой топологии структуры преобразователя должны быть досконально исследованы *тонкие нелинейности*, свойственные различным видам преобразователей и различных типов модуляции. Эти тонкие нелинейности определяют структуру распределения областей существования различных динамических режимов в пространстве параметров [8].

При заданных параметрах непрерывной части системы (параметрах индуктивностей и емкостей выходного, а при наличии, и входного фильтра), а также структуры преобразователя, требуемых параметрах ПИД-регулятора, рассчитываются бифуркационные диаграммы в пространстве параметров: $[U_s(t), \alpha_i, T_{И}, T_{Д}]$; $[U_{ВХ}(t), \alpha_i, T_{И}, T_{Д}]$; $[U_{ВЫХ}(t), \alpha_i, T_{И}, T_{Д}]$, а также эти зависимости в конце срока активного существования преобразователя с учетом деградации параметров фильтров и корректирующих устройств. По полученным аналитическим путем бифуркационным диаграммам рассчитываются границы областей устойчивости *m-циклов* в функции параметров $[\alpha_{кри}, T_{Икр}, T_{Дкр}]$.

Требуется создание методики построения аналитических зависимостей определения критических в бифуркационном смысле значений параметров, с целью предоставления разработчику простых и понятных косвенных оценок динамических свойств источника, но уже с точки зрения эволюции режимов нелинейных импульсных систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гавриш П.Е., Михальченко С.Г., Михальченко Г.Я. Математические модели скоростных подсистем электроприводов силового гироскопического прибора // Докл. Том. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2013. № 2 (13). С. 103–109.

2. Алейников О.А., Баушев В.С., Кобзев А.В., Михальченко Г.Я. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах // Электричество, – 1991. № 4. С. 16–21.

3. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество, – 1992. № 8. С. 47–53.

4. Михальченко Г.Я., Муликов Д.С. Режимы работы трехфазного активного выпрямителя двигателем // Науч.-техн. журнал «Электропитание», 2014 год. С 50–53.

5. Андриянов А.И., Михальченко Г.Я. Математическое моделирование импульсных преобразователей напряжения на базе однополярной реверсивной модуляции. // Мехатроника, автоматизация и управление, – М: – 2005, № 1

6. Андриянов А.И., Михальченко Г.Я. Сравнительная характеристика различных видов ШИМ по топологии областей существования периодических режимов // *Электричество*, – 2004. № 12, С. 46–54

7. Михальченко С.Г. Функционирование импульсно-модуляционных преобразователей в зонах мультистабильности // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 1–1.

8. Zhanybai T. Zhusubaliyev, Erik Mosekilde, Alexey I. Andriyanov, Gennady Ja. Michalchenko. High-Feedback Operation of Power Electronic Converters / *Electronics* 2013, 2, 113–167/ ISSN 2079–9292.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ЭНЕРГОНЕЗАВИСИМАЯ СИСТЕМА АВАРИЙНОЙ ЭВАКУАЦИИ ПАССАЖИРОВ ЛИФТА

Ю.В. Крохта

Национальный исследовательский Томский политехнический университет
Россия, Томск

Лифтовой транспорт считается самым безопасным видом транспорта за счёт наличия нескольких степеней защиты от падения кабины лифта, но лифтовые системы очень зависимы от внешних факторов, таких как, напряжение питания, регулярное техническое обслуживание привода и работа аварийных служб.

Современному лифтовому электроприводу необходима система эвакуации пассажиров, обеспечивающая в процессе эвакуации безопасность пассажиров во всех аварийных ситуациях, в том числе и в чрезвычайных ситуациях, при которых задержка в кабине лифта способна нанести вред здоровью пассажиров.

Систему эвакуации необходимо основывать на инновационном алгоритме мониторинга параметров электропривода, параметров питающей сети и пожарной сигнализации и своевременной реакции на аварийные показания датчиков. Также система эвакуации должна функционировать автономно в течении времени, необходимого для обеспечения безопасности пассажиров и сигнализации в аварийные службы. Так как требуется короткое время работы системы, то для реализации этой функции достаточным условием будет наличие источника бесперебойного питания (ИБП) малой мощности, построенного по резервной схеме, что является наиболее экономичной версией ИБП.

Самой распространённой аварийной ситуацией в лифтовой сфере является обесточивание линий электроснабжения лифтового оборудования. В современных лифтовых системах после отключения подачи питающего напряжения срабатывает защита, отключающая электродвигатель от питающей сети и блокирующая тросы тормозными колодками. При этом пассажиры, находящиеся в кабине лифта, остаются заблокированными до повторной подачи питания и снятия защиты или до приезда работников аварийной