

СИНТЕЗ СВОЙСТВ СПЕКТРОВ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ОБМОТОК СТАТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

В статье представлено решение задачи синтеза свойств спектров импульсно-модулированных сигналов с высокими метрологическими характеристиками в определенных частотных областях. Данный класс импульсно-модулированных сигналов предназначен для диагностики обмоток статоров малогабаритных электрических машин трехфазного переменного тока на стадии полуфабриката (в отсутствие якоря).

Ключевые слова: спектр, гармоническая составляющая, обмотка статора, амплитудно-импульсная модуляция, синтез спектра, когерентность.

Одним из важнейших свойств, влияющих на качество электрической машины, является ее надежность. Как отмечено в [1], повышение надежности дает больший народнохозяйственный эффект, чем улучшение других технико-экономических показателей, таких как КПД, коэффициент мощности и др. Среди дефектов асинхронных двигателей малой мощности (микродвигателей), существенно снижающих их надежность, особое место занимают межвитковые замыкания в обмотках статоров, на долю которых приходится до 90% от общего количества отказов [1, 2]. В настоящее время на электромашиностроительных заводах внедрены типовые испытательные конвейеры [2], обеспечивающие проведение всех видов испытаний, предусмотренных соответствующими стандартами и техническими условиями на микродвигатели. Однако используемое диагностическое оборудование не позволяет в полной мере решить главную задачу – обеспечить гарантированную выбраковку микродвигателей с короткозамкнутыми витками в обмотках статоров. Основная причина – низкая чувствительность существующего диагностического оборудования к малому числу короткозамкнутых витков.

С целью повышения чувствительности диагностического оборудования некоторые авторы, например, предлагают в качестве измерительной информации использовать результаты контроля параметров рабочего режима [3] либо результаты измерения полей рассеяния [4] электродвигателя. Но такие методы диагностики могут быть использованы только при испытании полностью собранного двигателя. Вместе с тем с целью снижения себестоимости микродвигателей целесообразно проверку на отсутствие короткозамкнутых витков в обмотках ста-

тора проводить на ранних стадиях – после укладки обмоток в пазы статора. С учетом этого наиболее приемлемые для практики результаты обеспечивают средства диагностики, основанные на использовании резонансных свойств обмоток [5]. Однако чувствительность этих средств не превышает 3–4 витка на обмотку. Вместе с тем наличие даже одного короткозамкнутого витка, не выявленного при проведении заводских испытаний, приводит к тому, что в процессе эксплуатации электродвигателя в таком витке протекает значительный ток, который вызывает существенный нагрев провода замкнутого витка, а также рядом с ним расположенных витков обмотки. Следствием постепенного высыхания изоляции провода является повреждение фазной обмотки и, следовательно, выход из строя электродвигателя.

Диагностические средства, используемые при испытаниях электродвигателей, можно рассматривать как информационно-измерительную систему, включающую источник испытательного сигнала, объект контроля (испытуемый электродвигатель) и регистрирующее устройство. В [6, 7] авторами предложены способы обнаружения короткозамкнутых витков в обмотках статоров электрических машин, позволяющие реализовать регистрирующее устройство, обеспечивающее обнаружение в том числе одного короткозамкнутого витка. Для реализации предложенных способов на выходе источника испытательного сигнала необходимо сформировать сигнал с высокими метрологическими характеристиками в определенных частотных областях. Особенностью формирования таких испытательных сигналов является необходимость обеспечения наличия в их спектре двух областей с высокой энергетикой: в области частот, соот-

ветствующих номинальным частотам напряжений питания обмоток (рабочих частот) – для создания электромагнитной среды, близкой к эксплуатационной, и в специально выделенной области частот [6, 7], предназначенной для диагностики (тестирования) межвитковых замыканий. Наилучшим образом для решения данной задачи подходят импульсно-модулированные сигналы (ИМ-сигналы), позволяющие синтезировать свойства спектров в определенных частотных областях с высокими метрологическими характеристиками.

Обеспечить высокий уровень требований, предъявляемых к техническим системам, реализующих способы формирования испытательных ИМ-сигналов, позволяет разработка модуляторов на основе линейных свойств преобразования Фурье. Введение когерентности при импульсной модуляции позволяет формировать ансамбли из k импульсных сигналов, полученных в результате импульсной модуляции, без нелинейного преобразования. Определение спектра ИМ-сигнала в этом случае сводится к простому суммированию спектров отдельных импульсных сигналов. Применение указанного способа формирования ИМ-сигналов позволяет определять параметры спектра сигнала исходя из его синтеза на выходе некоего управляемого четырехполюсника, представленного комбинацией взаимно независимых математических моделей параметрических фильтров, с использованием в качестве входного сигнала опорной импульсной последовательности. Подобный подход, основанный на знании тонкой структуры спектров испытательных ИМ-сигналов, обладает возможностью локализации зон максимальной энергии спектра ИМ-сигнала, достигаемой изменениями параметров модуляции испытательных ИМ-сигналов. При этом могут использоваться дискретные способы формирования ансамблей модулированных импульсов с использованием опорного источника высокостабильной частоты. Фазовые шумы в этом случае могут составлять менее 100 дБ, что обеспечивает высокую степень когерентности воспроизводимых ИМ-сигналов.

Ниже представлены наиболее приемлемые, с позиции практической реализации, способы описанной выше технологии формирования ИМ-сигналов с заданными свойствами их спектров.

ИМ-сигнал треугольной формы с амплитудной модуляцией сигналом прямоугольной формы

В качестве амплитудно-модулированной импульсной последовательности (АИМ-последовательности), модулированной по амплитуде когерентным сигналом прямоугольной формы, рассмотрим последовательность $e(t)$ (рисунок 1), для которой выполняется условие

$$k = p + q, \quad T = kT_0 = (p + q)T_0, \quad (1)$$

где T_0 – период повторения импульсов треугольной формы.

На рисунке 1 можно выделить значение E_0 , которое удовлетворяет следующим соотношениям:

$$\begin{cases} E_{\max} = E_0 + \Delta E, \\ E_{\min} = E_0 - \Delta E, \end{cases} \quad (2)$$

где ΔE – амплитуда модулирующей функции прямоугольной формы $e_M(t)$, представленной на рисунке 1.

Вводим коэффициент модуляции $M = \frac{\Delta E}{E_0}$.

Спектр модулированной последовательности, приведенной на рисунке 1, определяем суперпозиционным способом. Для этого обозначим через \dot{A}_{OIM} спектр последовательности импульсов $e_{OIM}(t)$. Введем обозначения:

$$k = 2m, \quad m - \text{целое положительное}; \quad \Delta m = \frac{(p - q)}{2}. \quad (3)$$

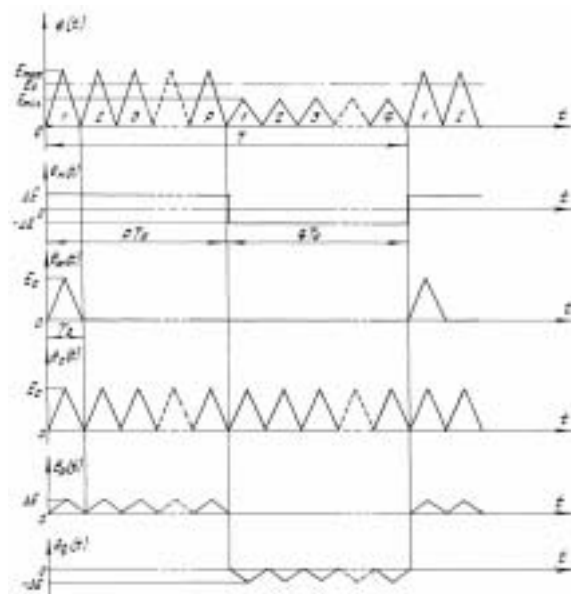


Рисунок 1. Амплитудная модуляция прямоугольными импульсами

Нормируя процесс во времени сдвижением модулированной последовательности $e(t)$ на величину

$$t_c = -\frac{(2m-1)T_0}{2},$$

получим выражение спектра для нормированного во времени сигнала $e_n(t)$:

$$\dot{A}_{mn} = \dot{A}_{0mn} \left[\frac{\sin(mn\Omega T_0)}{\sin\left(\frac{n\Omega T_0}{2}\right)} + M \left(\frac{\sin\left[\frac{(m+\Delta m)n\Omega T_0}{2}\right]}{\sin\left(\frac{n\Omega T_0}{2}\right)} e^{j\frac{(m-\Delta m)n\Omega T_0}{2}} + \frac{\sin\left[\frac{(m-\Delta m)n\Omega T_0}{2}\right]}{\sin\left(\frac{n\Omega T_0}{2}\right)} e^{-j\frac{(m+\Delta m)n\Omega T_0}{2}} \right) \right]. \quad (4)$$

В выражении (4) введено обозначение $\Omega = \frac{2\pi}{T}$, где W – рабочая частота. Полученная модель АИМ-сигнала с синтезируемым спектром согласно (4) может быть представлена структурной схемой, приведенной на рисунке 2, где элементы 1, 2 и 3 – четырехполюсники с передаточными функциями, соответственно, первого слагаемого в квадратных скобках, первого и второго слагаемых в круглых скобках выражения (4), а элемент 4 – сумматор.

Временные диаграммы, поясняющие работу данной схемы, приведены на рисунке 1. При

$p=q$ уровень первой гармоники, соответствующей рабочей частоте W , согласно сумме в круглых скобках выражения (4) достигнет максимума. При этом частота тестирующей гармоники задается выражением

$$\omega = \frac{2\pi}{T_0} = \frac{2\pi(p+q)}{T} = (p+q)\Omega,$$

а ее уровень – первым слагаемым выражения (4).

Синтезируемый спектр АИМ-сигнала на основе предложенной модели представлен на рисунке 3.

ИМ-сигнал прямоугольной формы с амплитудной модуляцией сигналом треугольной формы

В качестве импульсной последовательности, модулированной сигналом треугольной формы, был взят сигнал $e(t)$ прямоугольной формы с длительностью импульсов t , амплитудой E_0 и периодом повторения T_0 . Период повторения модулирующего сигнала $e_M(t)$ равен T и связан с T_0 соотношениями (1) и (3), его амплитуда составляет E_M (рисунок 4).

Коэффициент модуляции для рассматриваемого случая будет определяться выражением

$$M = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{2E_0} = \frac{|E_M|}{E_0}.$$

Спектр \dot{A}_n амплитудно-модулированной импульсной последовательности $e(t)$ определяется следующим образом. Учитывая, что модулирующий сигнал $e_M(t)$ представлен функцией, являющейся суммой двух элементарных линейных функций, полностью определяемых соответственно на интервалах pT_0 и qT_0 , представим соответствующие им части на интервале T в виде двух нормированных во времени модулированных сигналов $e_1(t)$ и $e_2(t)$ (рисунок 4). Далее введем некий опорный сигнал (по аналогии с пер-

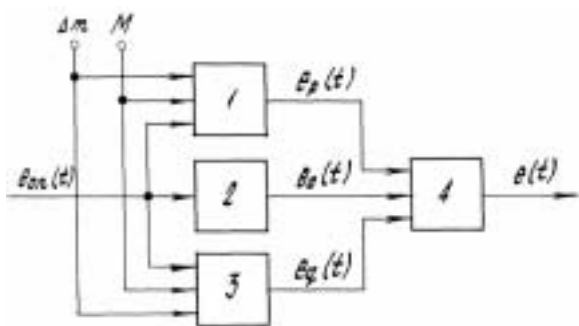


Рисунок 2. Структурная схема модели синтеза АИМ-сигнала

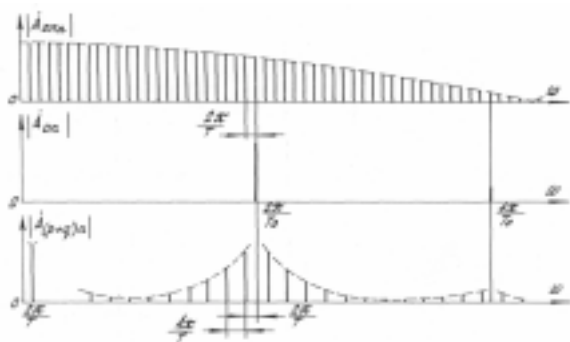


Рисунок 3. Спектры слагаемых АИМ-сигнала

вым видом модуляции, рисунок 2) в виде импульсной последовательности $e_{оп}(t)$ (рисунок 4) с параметрами τ, E_0 , частотой повторения $\Omega = \frac{2\pi}{T}$ и спектром $\dot{A}_{опn}$, где форма импульсов данной последовательности соответствует форме импульсов сигнала $e(t)$.

Первый сигнал $e_1(t)$ с частотой повторения Ω можно выделить на выходе первого условного четырехполюсника, на вход которого подается сигнал $e_{оп}(t)$. После несложных преобразований получаем коэффициент передачи этого четырехполюсника $\Phi_1(n, M)$:

$$\Phi_1(n, M) = \frac{\sin\left(\frac{pn\Omega T_0}{2}\right)}{\sin\left(\frac{n\Omega T_0}{2}\right)} + M \frac{\left(\frac{p+1}{p-1}\right) \sin\left[\frac{(p-1)n\Omega T_0}{2}\right] - \sin\left[\frac{(p+1)n\Omega T_0}{2}\right]}{\left[2\sin\left(\frac{n\Omega T_0}{2}\right)\right]^2} e^{-j\frac{\pi}{2}}. \tag{5}$$

Второй сигнал $e_2(t)$ с частотой повторения Ω можно выделить на выходе второго условного четырехполюсника при подаче на его вход сигнала $e_{оп}(t)$. Его коэффициент передачи определяется аналогично (5):

$$\Phi_2(n, M) = \frac{\sin\left(\frac{qn\Omega T_0}{2}\right)}{\sin\left(\frac{n\Omega T_0}{2}\right)} + M \frac{\left(\frac{q+1}{q-1}\right) \sin\left[\frac{(q-1)n\Omega T_0}{2}\right] - \sin\left[\frac{(q+1)n\Omega T_0}{2}\right]}{\left[2\sin\left(\frac{n\Omega T_0}{2}\right)\right]^2} e^{-j\frac{\pi}{2}}. \tag{6}$$

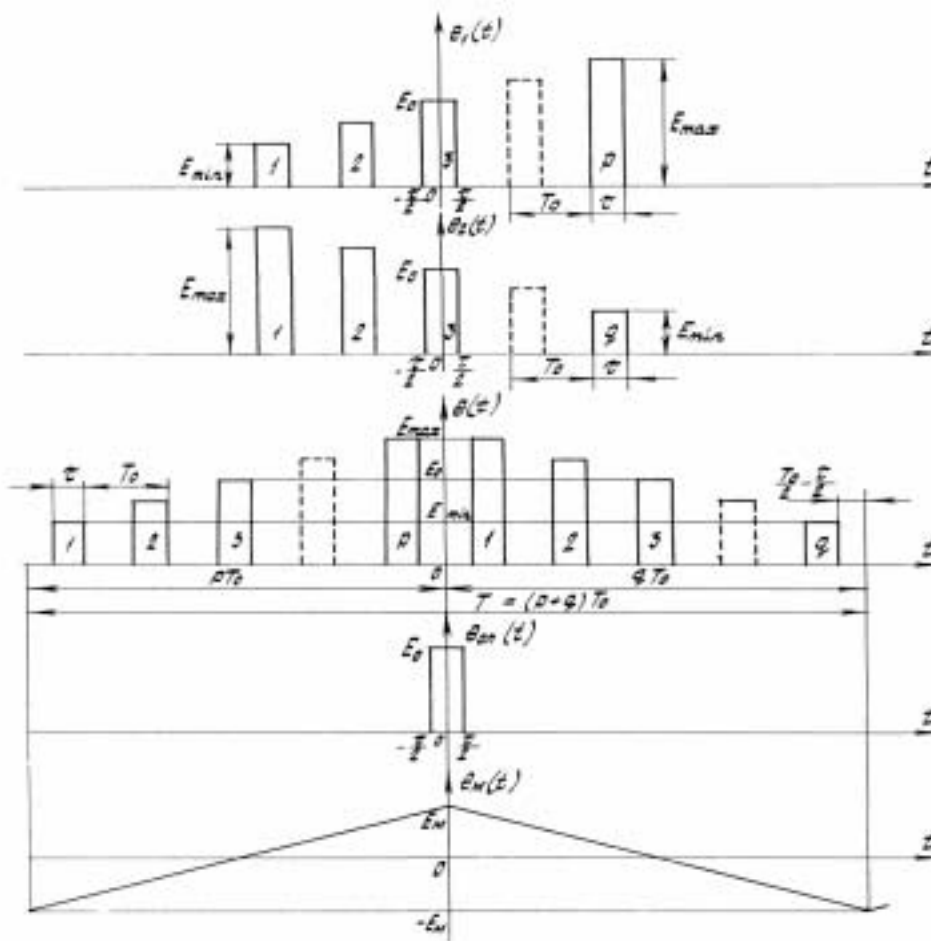


Рисунок 4. Амплитудная модуляция треугольными импульсами

Для того чтобы скомпоновать сигнал $e(t)$, достаточно к выходу первого и второго условных четырехполюсников подключить фазовращатели с коэффициентами передачи, соответственно,

$\exp\left(\frac{jp\Omega T_0}{2}\right)$ и $\exp\left(\frac{jqn\Omega T_0}{2}\right)$, а их выходы подключить к сумматору (рисунок 2). С учетом этого, а также принимая во внимание соотношения (1), (3), (5) и (6), получим выражение для спектра нормированного во времени сигнала $e(t)$:

$$\dot{A}_{mn} = \dot{A}_{OIn} \left[\frac{\sin(mn\Omega T_0)}{\sin(n\Omega T_0)} + \frac{M}{2} \left(- \frac{\sin\left[\frac{(m+\Delta m+1)n\Omega T_0}{2}\right] - \frac{m+\Delta m+1}{m+\Delta m-1} \sin\left[\frac{(m+\Delta m-1)n\Omega T_0}{2}\right]}{\left[\sin\left(\frac{n\Omega T_0}{2}\right)\right]^2} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times e^{j\frac{\pi}{2}} e^{-j\frac{mm\Omega T_0}{2}} + \frac{\sin\left[\frac{(m-\Delta m+1)n\Omega T_0}{2}\right] - \frac{m-\Delta m+1}{m-\Delta m-1} \sin\left[\frac{(m-\Delta m-1)n\Omega T_0}{2}\right]}{\left[\sin\left(\frac{n\Omega T_0}{2}\right)\right]^2} e^{j\frac{\pi}{2}} e^{-j\frac{mm\Omega T_0}{2}} \right) \right]. \quad (7)$$

Синтез спектра АИМ-сигнала по выражению (7) может быть произведен, как и в предыдущем способе, посредством модели со структурной схемой, приведенной на рисунке 2, где элементы 1, 2 и 3 – четырехполюсники с передаточными функциями, соответственно, первого слагаемого в квадратных скобках выражения (7), первого и второго слагаемых в круглых скобках выражения (7), а элемент 4 – сумматор.

Как и в первом способе, при $p=q$ уровень первой гармоники, соответствующей рабочей частоте ω , согласно сумме в круглых скобках выражения (7) достигнет максимума, при этом частота тестирующей гармоники задается выражением

$$\omega = \frac{2\pi}{T_0} = \frac{2\pi(p+q)}{T} = (p+q)\Omega.$$

Соотношение между уровнями рабочей и тестирующей гармоник в обоих способах задается величиной глубины модуляции M .

Паразитная модуляция гармонических составляющих сигнала $e_0(t)$ возможна в результате их суммирования с гармоническими составляющими сигналов $e_p(t)$ и $e_q(t)$ с номерами, равными номерам гармонических составляющих $e_0(t)$ (рисунок 3). Для оценки указанного влияния второе слагаемое в квадратных скобках выражений (4) и (7) удобнее выделить в виде передаточной функции $\Phi_M(n)$, зависящей только от глубины модуляции M , а первое слагаемое – в

виде передаточной функции $\Phi_0(n)$. В этом случае оценку паразитной модуляции можно произвести с помощью следующего выражения:

$$\delta_M = \frac{|\dot{A}_{0n}|}{|\dot{A}_{OIn}|} = \sqrt{\left(\frac{\partial \Phi_M(n) \Delta T}{\partial (\Delta T)}\right)^2 + \Phi_0^2(n) - |\Phi_0(n)|}. \quad (8)$$

Рассмотрим пример оценки отклонений временных параметров описанных ранее АИМ-сигналов от заданных с использованием полученных результатов. Пусть ось модуляции (точка «0» на рисунке 4) смещается на 1% относительно интервала T ($\frac{\Delta T}{T} = 0,01$). Тогда при $M = 0,5, m \gg 1$ модуль комплексной амплитуды $|\dot{A}_{0n}|$ сигнала $e_0(t)$ получит относительное приращение:

$$\delta_M = \sqrt{\left(\frac{2Mm}{m-1} \cdot 0,01m\right)^2 + m^2 - m} \approx 0,05 \cdot 10^{-3}.$$

Из приведенного примера можно сделать вывод, что с использованием дискретных способов формирования АИМ-сигнала и прецизионного источника колебаний ($\frac{\Delta T}{T} = 0,000001$) погрешность воспроизведения АИМ-сигнала в области комплексной амплитуды с номером $n=m$ можно без особых усилий свести к величине $\delta_M = 10^{-10}$. Учитывая худший вариант возможного расположения векторов $\Phi_M(n)$ и $\Phi_0(n)$ (ортогональное расположение), индекс паразитной фазовой модуляции в этой области частот составит:

$$\Delta\varphi = \arctg \left(\frac{\Delta|\dot{A}_{0n}|}{\dot{A}_{0m}} \right) \approx 10^{-10} \text{ рад} (0,57 \cdot 10^{-8} \text{ град}).$$

Данный частный пример показывает, что воспроизводимый на основе предложенной методики АИМ-сигнал в области комплексной амплитуды с номером $n=m$ может обеспечить высокую разрешающую способность при измерении фазовых сдвигов в системах диагностики обмоток статоров электрических машин малой мощности трехфазного переменного тока при отсутствии якоря, аналогичных предложенным в [6, 7].

Таким образом, по результатам исследований, приведенным в данной работе, можно сделать следующие выводы:

1) впервые предложена модель АИМ-сигнала, содержащего гармонические составляющие с требуемыми параметрами в заданных областях частот. Введение регулируемых параметров M и Dm позволяет устанавливать соответствен-

но требуемый уровень гармоник и ее начальную фазу в области частот, предназначенной для диагностики межвитковых замыканий;

2) на основе разработанной модели АИМ-сигнала предложен способ синтеза испытательных АИМ-сигналов с высокими метрологическими характеристиками в заданных областях частот, имеющий преимущества перед известными способами амплитудно-импульсной модуляции, реализуемой на основе перемножителей (аналоговое суммирование реализуется намного точнее, чем высокоточное аналоговое перемножение). В АИМ-сигнале, сформированном предложенным способом, отсутствует паразитная модуляция гармонических составляющих сигнала $e_0(t)$ – переносчика информации. Соблюдение данного условия является необходимым для успешного выделения информации (демодуляции) из АИМ-сигнала.

2.03.2011

Список литературы:

1. Лопухина, Е.М. Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности: учеб. пособие / Е.М. Лопухина, Г.А. Семенчуков. – М.: Высш. шк., 2002. – 511 [1] с.: ил. – Библиогр.: с. 501–503. – Предм. указ.: с. 504–506. – 4000 экз. – ISBN 5-06-004042-9.
2. Гольдберг, О.Д. Испытания электрических машин: учеб. для вузов / О.Д. Гольдберг. – 2-е изд., испр. – М.: Высш. шк., 2000. – 255 [1] с.: ил. – Библиогр.: с. 252. – 8000 экз. – ISBN 5-06-003840-8.
3. Полковниченко, Д.В. Усовершенствование диагностирования обмоток короткозамкнутых асинхронных электродвигателей на основе контроля параметров рабочего режима: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Д.В. Полковниченко. – Донецк, 2003. – 19 с.: ил.
4. Жарков, В.В. Разработка и исследование методов и средств диагностики электрических машин на основе измерения их полей рассеяния [Электронный ресурс]: дис. ... канд. техн. наук: 05.11.01 / Жарков Владислав Владимирович. – М.: РГБ, 2003. – 157 с. – (Из фондов Российской Государственной библиотеки). – Библиогр.: с. 145–157.
5. Мельгуй, М.А. Спектрально-импульсный метод контроля обмоток электрических машин / М.А. Мельгуй, Ю.В. Суходолов, Ю.Н. Горегляд // Электромеханика / Изв. высш. учебн. завед. – 1992. – №2. – с. 52–59.
6. Способ комплексного контроля трехфазной обмотки электрической машины: пат. 2289143 Рос. Федерация: МПК G01R 31/06 / Сильвашко С.А., Булатов В.Н., Шевеленко В.Д.; заявитель и патентообладатель Гос. образов. учрежд. высш. проф. образ. Оренб. гос. ун-т. – №2005107405/28; заявл. 16.03.05; опубл. 10.12.06, Бюл. №34.
7. Способ контроля трехфазной обмотки электрической машины: пат. 2339962 Рос. Федерация: МПК G01R 31/06 / Сильвашко С.А., Булатов В.Н.; заявитель и патентообладатель Гос. образов. учрежд. высш. проф. образ. Оренб. гос. ун-т. – №2007121097/28; заявл. 05.06.07; опубл. 27.11.08, Бюл. №33.

Сведения об авторе:

Сильвашко Сергей Анатольевич, доцент кафедры промышленной электроники и информационно-измерительной техники Оренбургского государственного университета, доцент
Булатов Виталий Николаевич, заведующий кафедрой промышленной электроники и информационно-измерительной техники Оренбургского государственного университета, доктор технических наук, профессор
 г. Оренбург, Шарлыкское шоссе, 5, корпус 15, к. 15237, тел.: (3532) 222898, e-mail: bulat@com.osu.ru

UDC 681.518.5

Silvashko S.A., Bulatov V. N.

THE SYNTHESIS OF TEST SIGNALS SPECTRA PROPERTIES FOR DIAGNOSIS OF STATOR WINDINGS IN ELECTRICAL MACHINES

The paper presents a solution for synthesis of the spectra properties of pulse-modulated signals with high metrological characteristics in certain frequency ranges. This class of pulse-modulated signals is intended for the diagnosis of stator windings in three-phase alternating current compact electrical machines at the stage of semi-product (without anchors).

Key words: spectrum, harmonic component, stator winding, pulse-amplitude modulation, spectrum synthesis, coherence.