

УДК 621.313.333

## Асинхронный электропривод с оптимизированными виброшумовыми характеристиками и его моделирование

Голубев А.Н., Мартынов В.А., доктора техн. наук, Ананьев С.С., канд. техн. наук, Белоногов В.Г., инж.

Предложена структура асинхронного электропривода с улучшенными виброшумовыми характеристиками. Приведен подход к его моделированию с учетом насыщения исполнительного двигателя и зубчатости сердечников.

*Ключевые слова:* асинхронный электропривод, многофазный электродвигатель, виброшумовые характеристики.

## Asynchronous Electric Drive with Optimized Vibronoise Characteristics and Its Modeling

A.N. Golubev, Doctor of Engineering, V.A. Martynov, Doctor of Engineering, S.S. Ananyev, Candidate of Engineering, V.G. Belonogov, Engineer

Asynchronous electric drive structure with enhanced vibronoise characteristics is proposed. Its modeling approach is given considering executive drive saturation and cores serration

*Key words:* asynchronous electric drive, multiphase electric motor, vibronoise characteristics.

Важнейшим требованием, выдвигаемым к современным электроприводам (ЭП), является улучшение их виброшумовых характеристик. По своему происхождению вибрации и шумы в электрической машине могут быть разделены на механические и магнитные [1]. Последние обусловлены изменяющейся во времени и пространстве магнитной индукцией в зазоре асинхронного электродвигателя. Широкие возможности целенаправленного воздействия на конфигурацию магнитного поля в зазоре машины и, следовательно, на виброшумовые характеристики открывает увеличение числа фаз статорной обмотки исполнительного двигателя, что позволяет эффективно оптимизировать также целый спектр других технико-экономических показателей ЭП [2]. При этом, как показывают расчеты [3], стоимость такого ЭП в целом минимальна, по сравнению с другими широкодиапазонными системами «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» (ПЧ-АД).

Как показано в [2, 4], увеличение числа фаз статорной обмотки АД обуславливает изменение гармонического состава поля в направлении устранения из него асинхронных гармоник при относительном возрастании синхронных. Это уже само по себе обеспечивает улучшение виброшумовых показателей машины даже при простейшей прямоугольно-ступенчатой форме напряжений статора (гармонический состав соответствует меандру за вычетом гармоник, кратных числу  $N$  гальванически связанных фаз).

В качестве примера на рис. 1 представлены экспериментальные кривые изменения относительных виброскоростей (по отноше-

нию к максимальному значению виброскорости при  $f = 50$  Гц) в функции числа фаз.

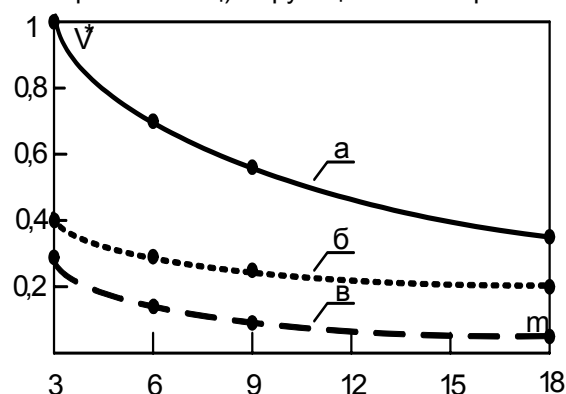


Рис. 1. Кривые относительных виброскоростей при частотах: а – 50 Гц; б – 30 Гц; в – 2,5 Гц

Главной причиной магнитного шума являются радиальные силы, которые возникают между статором и ротором и изменяются во времени и в пространстве. Эти силы, пропорциональные квадрату радиальной составляющей магнитной индукции, вызывают динамические деформации статорного кольца, которые, соответственно, являются источником магнитных шумов [1].

Очевидно, что если пространственной кривой распределения индукции принудительно придать форму меандра, то радиальная сила вдоль воздушного зазора будет постоянна, что обусловит устранение указанного вида шумов.

На рис. 2 для случая прямоугольно-ступенчатого напряжения статора приведена осциллограмма магнитного потока через зубец 9-фазного АД ( $m = N$ ), совпадающая при  $m \geq 9$  по форме с кривой распределения магнитной индукции вдоль воздушного зазора. Однако данный эффект может быть существенно усилен за

счет целенаправленного формирования гармонического состава фазных токов  $m$ -фазного АД.

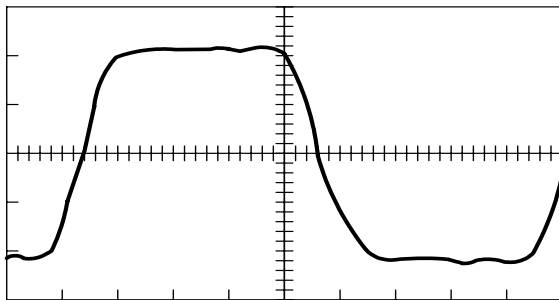


Рис. 2. Осциллограмма магнитного потока через зубец 9-фазного АД

С использованием спектральных векторов, приведенных к  $\nu$ -м пространственным гармоникам поля, вида [5]

$$\bar{Y}_{(\nu)} = \frac{m}{2} \sum_{l=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N y_{lk} e^{j\pi\nu[\frac{2}{N}(k-1) + \frac{1}{m}(l-1)]} \quad (1)$$

( $m$ -фазная статорная обмотка выполнена в виде  $m/N$  гальванически не связанных  $N$ -фазных симметричных групп,  $y_{lk}$  – электромагнитная переменная  $k$ -й фазы  $l$ -й  $N$ -фазной системы) выражение для амплитуды  $r$ -й гармоники удельной радиальной силы имеет вид [6]

$$p_{rm} = \frac{\mu_0 q^2 m^2}{4\pi^2 \delta^2} \left| \sum_{l=1}^r H_{(r)l} \bar{I}_{m(l)} \bar{I}_{m(r-l)} + \sum_{\nu=1}^m J_{(r)\nu} \bar{I}_{m(\nu+r)} \hat{I}_{m(\nu)} \right|,$$

где параметры  $H_{(r)l}$  и  $J_{(r)\nu}$  являются алгебраическими функциями коэффициентов распределения обмотки статора для  $\nu$ -й гармоники поля и порядка гармоники радиальной силы.

С ростом порядка гармоники радиальной силы ее плечо уменьшается, что вызывает снижение магнитных шумов, пропорциональное четвертой степени порядка радиальной силы [1]. Следовательно, основной вклад в создание рассматриваемого вида магнитных шумов вносят вторая и четвертая гармоники радиальной силы. Практическое условие минимизации магнитных шумов принимает вид [6]

$$\begin{aligned} p_{2m} &\leq p_{2\max}, \\ p_{4m} &\leq p_{4\max}. \end{aligned} \quad (2)$$

В [6, 7] предложен асинхронный ЭП с улучшенными виброшумовыми характеристиками с использованием векторных принципов управления. Его основным недостатком является повышенная структурная сложность в связи с многоканальным принципом его реализации: для управления модулем и фазой спектральных векторов тока статора, приведенных к высшим ( $\nu > 1$ ) пространственным гармоникам, в САУ введены дополнительные каналы, в которых с использованием координатных преобразований определяются ортогональные составляющие указанных векторов в системах координат, повернутых на углы  $\varphi_{s(\nu)}$ , соответствующие начальным фазам этих векторов, где

$\nu = 3; 5; \dots$  [6, 8]. При некотором снижении требований к регулировочным характеристикам асинхронный ЭП с повышенными виброшумовыми показателями может быть реализован на основе многофазной частотно-токовой системы (рис. 3) с функциональной взаимосвязью между абсолютным скольжением и током статора для  $\nu = 1$  [8]:

$$I_{s(1)} = I_{s(1)xx} X_{m(1)} \sqrt{\frac{C(s_{abc})}{B(s_{abc})}}.$$

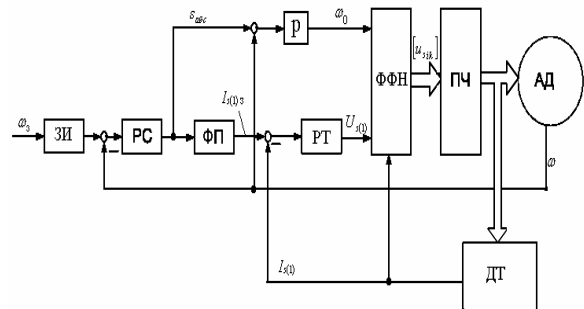


Рис. 3. Функциональная схема  $m$ -фазного ЭП с частотно-токовым управлением: ЗИ – задатчик интенсивности; РС, РТ – регуляторы скорости и модуля вектора тока статора  $\bar{I}_{s(1)}$  соответственно; ФП – функциональный преобразователь; ФФН – формирователь фазных напряжений статора; ДТ – датчик тока статора;  $p$  – число пар полюсов АД

При доработке этой системы в плане уменьшения шумов, вызванных гармониками радиальных сил, нецелесообразно использовать подход, принятый при разработке САУ, рассмотренной в [6], так как он предполагает использование информации о состоянии двигателя, вычисляемой на основе параметров его схемы замещения, что усложняет настройку системы. Поэтому рационально разработать упрощенный способ воздействия на конфигурацию магнитного поля в воздушном зазоре АД.

Условия минимизации магнитных шумов, вызванных радиальными силами, имеют вид [8]

$$I_{m(\nu)} = I_{m(\nu)отн} I_{m(1)}, \quad (3)$$

$$\varphi_{m(\nu)} = \nu \varphi_{m(1)},$$

где  $I_{m(\nu)отн}$  – относительный ток намагничивания, приведенный к  $\nu$ -й пространственной гармонической поля, вычисляемый на основе соотношений

$$2H_{(4)1} I_{m(3)отн} + J_{(4)1} I_{m(5)отн} = -p_{4\max} отн, \quad (4)$$

$$\frac{2H_{(4)1} J_{(2)3}}{J_{(4)1}} I_{m(3)отн}^2 + \left( \frac{J_{(2)3}}{J_{(4)1}} p_{4\max} отн - J_{(2)1} \right) \times \quad (5)$$

$$\times I_{m(3)отн} + (p_{2\max} отн - H_{(2)1}) = 0.$$

Пренебрегая падением напряжения на активном сопротивлении и индуктивности рассеивания статора в уравнении баланса напря-

жений для  $\nu$ -й пространственной гармоники и представляя вектор  $\bar{I}_{m(\nu)}$  как

$$\bar{I}_{m(\nu)} = I_{m(\nu)} e^{j\varphi_{m(\nu)}},$$

для установившегося режима получим

$$\bar{U}_{s(\nu)} \approx L_{m(\nu)} \frac{d(I_{m(\nu)} e^{j\varphi_{m(\nu)}})}{dt} = L_{m(\nu)} \omega_{0(\nu)} I_{m(\nu)} e^{j(\varphi_{m(\nu)} + \frac{\pi}{2})},$$

где  $\omega_{0(\nu)}$  – скорость вращения вектора напряжения статора  $\bar{U}_{s(\nu)}$ .

Исходя из условий минимизации магнитных шумов (3), последнее уравнение запишется в виде

$$\bar{U}_{s(\nu)} = \nu L_{m(\nu)} \omega_{0(\nu)} I_{m(\nu)отн} I_{m(1)} e^{j(\nu\varphi_{m(1)} + \frac{\pi}{2})}, \quad (6)$$

где  $\nu = 3, 5$ , а  $I_{m(\nu)отн}$  вычисляются по соотношениям (4) и (5).

Тогда условие минимизации радиальных сил можно записать в виде

$$\varphi_{0(\nu)} = \nu\varphi_{0(1)} - (\nu - 1)\frac{\pi}{2}, \nu = 3, 5,$$

$$U_{s(\nu)} = \nu \frac{L_{m(\nu)}}{L_{m(1)}} I_{m(\nu)отн} U_{s(1)} = \frac{\zeta_{sv}^2}{\nu \zeta_{s1}} I_{m(\nu)отн} U_{s(1)}, \nu = 3, 5,$$

где  $\zeta_{sv} = \sin \frac{\pi\nu}{2m} / (q \sin \frac{\pi\nu}{2mq})$  – коэффициент расщепления обмотки статора для  $\nu$ -й гармоники поля.

Фазные напряжения, как это следует из выражения

$$u_{sik} = \operatorname{Re} \sum_{\substack{\nu=1 \\ \nu \neq 2n}}^m \bar{U}_{s(\nu)} e^{-j\nu\varphi \left[ \frac{2\pi}{N}(k-1) + \frac{1}{m}(i-1) \right]},$$

будут определяться в соответствии с соотношением

$$u_{sik} = U_{s(1)} \left\{ \cos \left[ \varphi_{0(1)} - \frac{2\pi}{N}(k-1) - \frac{\pi}{m}(i-1) \right] - \frac{\zeta_{s3}^2}{3\zeta_{s1}} I_{m(3)отн} \cos 3 \left[ \varphi_{0(1)} - \frac{2\pi}{N}(k-1) - \frac{\pi}{m}(i-1) \right] + \frac{\zeta_{s5}^2}{5\zeta_{s1}} I_{m(5)отн} \cos 5 \left[ \varphi_{0(1)} - \frac{2\pi}{N}(k-1) - \frac{\pi}{m}(i-1) \right] \right\}. \quad (7)$$

Выражение (7) определяет работу формирователя фазных напряжений (ФФН) в САУ. Его структурная схема для  $k$ -й фазы  $i$ -й  $N$ -фазной системы изображена на рис. 4.

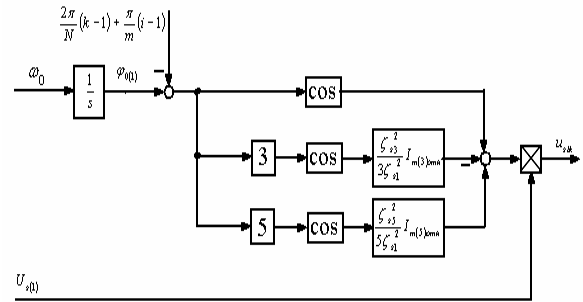


Рис. 4. Структурная схема ФФН для  $k$ -й фазы  $i$ -й  $N$ -фазной системы

Исследование виброшумовых характеристик асинхронного ЭП на ЭВМ требует наличия корректного математического описания  $m$ -фазного АД с произвольной формой питающих напряжений. Для расчета поля в зазоре многофазного АД нами был использован универсальный метод [9], позволяющий определять полное поле в активной зоне насыщенной электрической машины с учетом его изменения во времени при взаимном перемещении зубчатых сердечников. Этот метод базируется на том, что непрерывное пространство активной зоны представляется состоящим из элементарных объемов, имеющих связь между векторами индукции и напряженности магнитного поля. При этом магнитная цепь активной зоны машины при любых токах и напряжениях ее ветвей может быть представлена разветвленной схемой замещения с сосредоточенными параметрами, содержащей нелинейные и линейные проводимости и источники МДС.

Уравнения переменных состояния для всех электрических ветвей (фаз) АД, в соответствии со вторым законом Кирхгофа, могут быть представлены следующим образом:

$$\frac{d[\Psi_{\epsilon}]}{dt} = [u_{\epsilon}] - [R_{\epsilon}][i_{\epsilon}], \quad (8)$$

где  $[\Psi_{\epsilon}]$  – матрица-столбец мгновенных потоковцеплений ветвей;  $[u_{\epsilon}]$  – матрица-столбец мгновенных напряжений на отдельных ветвях;  $[R_{\epsilon}]$  – матрица активных сопротивлений ветвей;  $[i_{\epsilon}]$  – матрица-столбец мгновенных токов ветвей.

Для учета перемещения ротора относительно статора к (8) добавляется еще два уравнения динамики:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(M_{\alpha} - M_c); \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega, \quad (9)$$

где  $\omega$  – угловая частота вращения ротора;  $J$  – приведенный момент инерции ротора с учетом приводных механизмов;  $M_{\alpha}$  и  $M_c$  – соответственно электромагнитный момент и момент сопротивления, приложенные к валу ротора;  $\alpha$  – угол поворота ротора относительно статора.

Численное решение уравнений переменных состояния (8) относительно потокосцеплений ветвей  $[\Psi_B]$  предполагает известными начальными значениями потокосцеплений  $[\Psi_B^{(0)}]$  (в начальный момент времени переходного процесса) и в дальнейшем – значения  $[\Psi_B^{(k)}]$  на каждом  $k$ -м шаге численного интегрирования. При этом для расчета правых частей (8) необходимо на каждом шаге интегрирования определять токи ветвей электрической цепи  $[i_B]$  по их известным потокосцеплениям  $[\Psi_B]$ . Эта задача может быть решена на основе анализа схемы замещения магнитной цепи электрической машины.

На рис. 5 изображен фрагмент схемы замещения насыщенного многофазного АД с зубчатыми магнитопроводами.

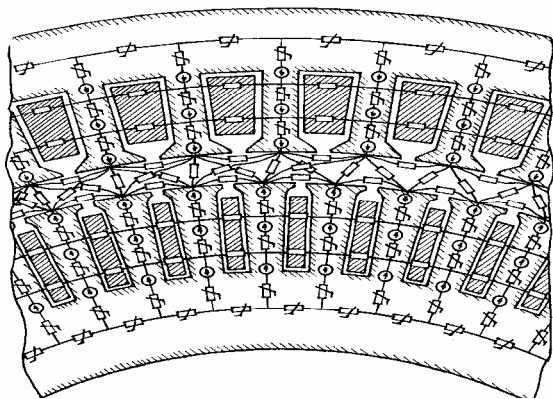


Рис. 5. Фрагмент схемы замещения магнитной цепи многофазного АД

Элементы зубцовой зоны и ярма представлены нелинейными проводимостями. Поля пазового рассеяния моделируются трубками магнитного потока в каждом пазу статора и ротора. Проводники с токами, ограниченные трубками потока пазового рассеяния, заменяются магнитными оболочками.

На рис. 3 эти магнитные оболочки сформированы таким образом, что они пересекают зубцовые зоны сердечников. Поэтому ветви зубцов содержат источники МДС. Проводимости взаимной индукции между зубцами статора и ротора рассчитываются при различных взаимных положениях сердечников методом конечных элементов. По результатам расчета строятся кривые зависимостей этих проводимостей от угла поворота ротора  $\Lambda(\alpha)$  с учетом скоса пазов. Полученные кривые аппроксимируются кубическими сплайнами.

Вебер-амперные характеристики каждого нелинейного элемента  $\Phi_k(U_{Mk})$  магнитной цепи машины рассчитываются заранее и считаются известными. При кусочно-линейной аппроксимации зависимости  $\Phi_k(U_{Mk})$  для всех

ветвей магнитной цепи будет справедливо соотношение [9]

$$[\Phi] = [\Lambda][U] + [\Lambda][F] + [J], \quad (10)$$

где  $[\Phi]$  – матрица-столбец магнитных потоков всех ветвей;  $[\Lambda]$  – диагональная матрица дифференциальных проводимостей ветвей;  $[J]$  – матрица-столбец управляемых напряжением источников магнитного потока;  $[F]$  – матрица-столбец источников МДС всех ветвей.

Величины МДС ветвей схемы замещения магнитной цепи электрической машины  $[F]$  могут быть выражены через значения токов ветвей (фаз) электрической цепи  $[i_e]$  с помощью сингулярной матрицы преобразования  $[C]$ :

$$[F] = [C][i_e]. \quad (11)$$

Матрица  $[C]$  имеет число столбцов, равное числу ветвей (фаз) электрической цепи, и число строк, равное числу ветвей схемы замещения магнитной цепи. Элементом этой матрицы, расположенном в  $k$ -й строке и  $j$ -м столбце, является число  $w_k$ , равное количеству витков с током  $j$ -й ветви электрической цепи  $i_{ej}$ , охватывающих  $k$ -ю ветвь схемы замещения магнитной цепи. При этом если число витков с током  $i_{ej}$  создают в  $k$ -й ветви МДС, совпадающие с выбранным положительным направлением магнитного потока, то  $w_k$  берется со знаком «плюс». В противном случае число  $w_k$  берется со знаком «минус». Выражение (11) справедливо для электрической машины с произвольным числом фаз. При этом с изменением числа фаз  $m$  будет меняться только структура матрицы  $[C]$ .

Потокосцепления электрических ветвей  $[\Psi_B]$  могут быть определены через потоки ветвей схемы замещения магнитной цепи:

$$[\Psi_B] = [C]^t[\Phi] + [L_L][i_B], \quad (12)$$

где  $[L_L]$  – симметричная матрица индуктивностей лобового рассеяния ветвей электрической цепи с токами  $[i_B]$ .

С учетом (10) и (11) уравнение (12) примет вид

$$[\Psi_B] = [C]^t[\Lambda][U] + [C]^t[\Lambda][C][i_B] + [C][J] + [L_L][i_B]. \quad (13)$$

Выражение (13) позволяет выразить токи  $[i_B]$  в ветвях электрической цепи через их потокосцепления  $[\Psi_B]$ :

$$[i_B] = [L]^{-1}[\Psi_B] - [L]^{-1}[C]^t[\Lambda][U] - [L]^{-1}[C][J], \quad (14)$$

где  $[L] = [C]^t[\Lambda][C] + [L_L]$  – симметричная матрица дифференциальных индуктивностей ветвей.

Алгоритмы расчета магнитной цепи машины, определение матриц  $[U]$ ,  $[J]$  и электро-

магнитного момента  $M_3$  по известным потокосцеплениям ветвей  $[\Psi_B]$  приведены в [7]. Таким образом, интегрируя известными численными методами (8) совместно с (9), можно рассчитать как установившийся, так и динамический режим работы многофазного асинхронного ЭП при любой форме питающих напряжений обмотки статора и получить кривые изменения во времени следующих величин: магнитных потоков схемы замещения машины  $[\Phi]$ , потокосцеплений ветвей  $[\Psi_B]$  и их производных, токов ветвей  $[i_e]$ , угловой частоты вращения ротора  $\omega$ , а также электромагнитного момента  $M_3$ .

Найденные магнитные потоки  $[\Phi]$  ветвей схемы замещения магнитной цепи позволяют определить лишь усредненные значения магнитной индукции в элементах активной зоны машины. Поэтому для определения распределения индукции в зазоре машины при каком-то мгновенном значении времени  $t$  целесообразно воспользоваться одним из численных методов расчета магнитного поля при известных токах ветвей  $[i_e]$  и угле  $\alpha$ , определяющим взаимное расположение зубчатых сердечников.

На рис. 6 приведены полученные в результате имитационного моделирования кривые распределения относительной магнитной индукции вдоль зазора 9-фазного ( $m = N$ ) АД (номинальные: мощность  $P_H = 2,5$  кВт, напряжение  $U_H = 10$  В, скорость  $\omega_H = 554$  с<sup>-1</sup> и частота  $f_H = 200$  Гц) для стационарного режима работы ЭП при различных моментах нагрузки.

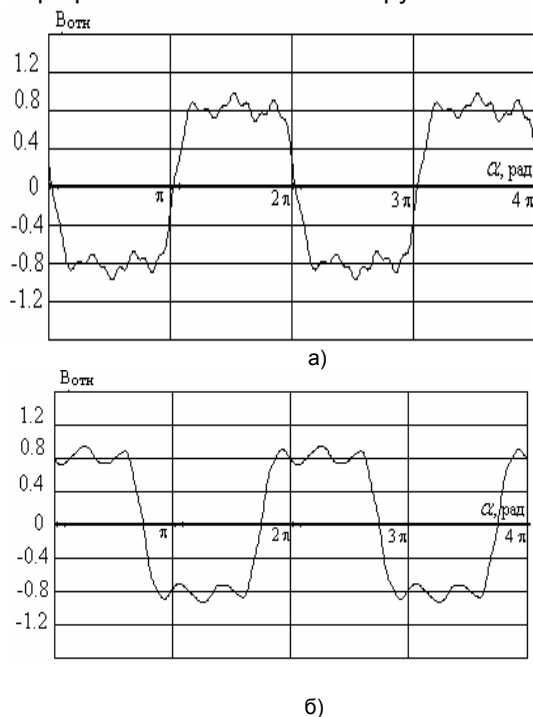


Рис. 6. Расчетные кривые распределения магнитной индукции вдоль воздушного зазора 9-фазного АД: а – при  $M_c = M_n$ ; б – при  $M_c = 0,1M_n$

Как показывает анализ полученных кривых, форма кривых распределения индукции приближается к меандру, что иллюстрирует улучшение виброшумовых характеристик ЭП в связи с уменьшением радиальных сил в АД. Результаты расчета радиальных магнитных сил в различных режимах работы ЭП приведены в табл. 1. Величины наиболее значимой (в отношении создания вибраций) второй пространственной гармоники радиальной магнитной силы при работе АД в разработанной САУ практически в пять раз меньше, чем при его работе при синусоидальном напряжении питания.

Таблица 1. Относительные величины пространственных гармоник радиальных магнитных сил при работе 9-фазного АД в частотно-токовой САУ

Режим работы	$\rho_{2\text{топн}}$	$\rho_{4\text{топн}}$
$M = M_H, \omega = \omega_H$	0,215	0,108
$M = 0,1M_H, \omega = \omega_H$	0,202	0,097
$M = M_H, \omega = 0,01\omega_H$	0,207	0,112

В табл. 2 для сравнения приведены максимальные и действующие значения токов фазы статора АД, а также значения тока в звене постоянного напряжения преобразователя частоты при работе АД в стационарном режиме при синусоидальной и прямоугольно-ступенчатой формах питающего напряжения, а также в векторной [7] и частотно-токовой САУ.

Таблица 2. Значения максимального и действующего значений тока статора и тока в звене постоянного напряжения 9-фазного АД в различных системах

Режим работы	$I_{s\text{max}}$ при $M = M_H$	$I_s$ при $M = M_H$	$I_n$ при $M = M_H$
Синусоидальное питание	55	39	140
Прямоугольно-ступенчатое питание	87	41	144
Работа в векторной САУ	79	43	145
Работа в частотно-токовой САУ	68	41	142

### Заключение

Показано, для снижения величины радиальных сил в зазоре  $m$ -фазного АД ( $m \geq 6-9$ ) следует отказаться от его синусоидального питания и осуществлять принудительное формирование амплитуд гармоник токов с порядковыми номерами, меньшими числа фаз.

Предложенный подход к исследованию виброшумовых характеристик  $m$ -фазного АД позволяет производить их анализ с учетом насыщения электрической машины и зубчатости сердечников.

### Список литературы

1. Геллер Б., Гамата В. Высшие гармоники в асинхронных машинах. – М.: Энергия, 1981.
2. Бабаев М.Б., Голубев А.Н., Королев А.Н. Особенности применения многофазных асинхронных двигате-

лей в регулируемом приводе // Электричество. – 1991. – № 11. – С. 57–61.

3. **Александров Н.А., Краснов В.Е., Роговой В.И.** Асинхронные двигатели частотно-регулируемых электроприводов // Автоматизированный электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника (Актуальные проблемы и задачи) / Под общ. ред. Н.Ф. Ильинского, И.А. Тепмана, И.Г. Юнькова. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – С. 231–240.

4. **Голубев А.Н., Игнатенко С.В.** Влияние числа фаз статорной обмотки асинхронного двигателя на его виброшумовые характеристики // Электротехника. – 2000. – № 6. – С. 28–31.

5. **Голубев А.Н., Зыков В.В.** Математическая модель асинхронного двигателя с многофазными обмотками статора и ротора // Электротехника. – 2003. – № 7. – С. 35–40.

6. **Ананьев С.С., Голубев А.Н.** Асинхронный электропривод с улучшенными виброшумовыми характеристиками // Электричество. – 2008. – № 8. – С. 52–56.

7. **Голубев А.Н., Ананьев С.С.** Асинхронный  $m$ -фазный электропривод с векторным управлением для машин отделочного производства // Известия высших учебных заведений. Технология текстильной промышленности. – 2006. – № 4. – С. 84–86.

8. **Ананьев С.С., Голубев А.Н.** Асинхронный электропривод с улучшенными виброшумовыми характеристиками: научное издание / Иван. гос. энерг. ун-т. – Иваново, 2009.

9. **Мартынов В.А.** Современные модели и методы расчета нелинейных электромеханических устройств: Науч. издание / Иван. гос. энерг. ун-т. – Иваново, 2000.

Голубев Александр Николаевич,  
ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
доктор технических наук, профессор, профессор кафедры теоретических основ электротехники и электротехнологий  
телефон (4932) 38-57-90,  
e-mail: alenikgo@yandex.ru

Мартынов Владимир Александрович,  
ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой теоретических основ электротехники и электротехнологий  
телефон (4932) 26-99-08,  
e-mail: zav@toe.spu.ru

Ананьев Сергей Станиславович,  
Ярославский электромашиностроительный завод ОАО «ELDIN»,  
кандидат технических наук, инженер-конструктор отдела главного конструктора,  
телефон (4852) 78-00-00,  
e-mail: sergej-ananьев@yandex.ru

Белоногов Владимир Григорьевич,  
ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
начальник учебного военного центра,  
телефон (4932) 26-99-99,  
e-mail: BelonogovVladimir@yandex.ru



