

УДК 621.313.333

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ С ТРАНЗИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ НАПРЯЖЕНИЯ**

*Юхименко М.Ю., ст. преп.*

*Кременчугский государственный политехнический университет имени Михаила Остроградского 39614, г. Кременчуг, ул. Первомайская, 20*

*E-mail: saue1@polytech.poltava.ua*

В статті розглянута проблема виникнення перенапружень при комутації силових ключів в транзисторних регуляторах напруги з ШІМ в ланцюгах статорів асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором. Отримані математичні моделі електроприводу з асинхронним двигуном, що враховують особливості роботи регулятора напруги з ШІМ, взаємні індуктивні та ємнісні зв'язки при різних значеннях частоти комутації силових ключів. Розроблені методики розрахункового і експериментального визначення і оцінки гармонійного складу кривої вихідної напруги регулятора напруги з ШІМ.

**Ключові слова:** високочастотні електромагнітні перехідні процеси, ШІМ, перенапруження.

In the article the problem of origin of overstrains is considered during commutation of the power keys in transistor voltage regulator with PWM in the chains of stator of asynchronous drive. The mathematical models of asynchronous drive, that take into account the features of work of voltage regulator with PWM, mutual inductive and capacity copulas at the different values of frequency of commutation of the power keys. The methods of calculation and experimental determination and estimation of harmonious composition of the crooked initial tension of voltage regulator are developed from PWM.

**Keywords:** high-frequency electromagnetic transients, PWM, over voltage.

**Введение.** В электроприводах и электромеханических системах расширяется использование силовых полупроводниковых преобразователей, построенных с использованием полностью управляемых ключевых элементов. Применение указанных преобразователей позволяют улучшить массогабаритные показатели и управляемость систем электропривода, снизить вибрации, повысить КПД системы. Вместе с тем, применение статических преобразователей на основе силовых модулей с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) в асинхронных электроприводах сопровождается возникновением в системе «преобразователь напряжения – кабель – асинхронный двигатель» высокочастотных электромагнитных процессов, обусловленных несинусоидальностью и импульсами напряжения на выходе преобразователя и имеющими частоту  $10^4$ - $10^6$  Гц. Эти переходные процессы в электрических машинах (ЭМ), кабелях и других элементах электротехнических устройств приводят к повышенным местным перегревам конструкции, ускоренному старению изоляции, перенапряжениям и другим негативным последствиям. В результате это способствует снижению общей надежности и срока службы оборудования. Особенно значительное воздействие переходных процессов на ЭМ возникает, если полупроводниковая аппаратура встраивается в конструкцию ЭМ. В этом случае действуют жесткие ограничения по габаритам преобразователей, что практически исключает возможность применения силовых фильтров. В связи с этим актуальным становится изучение характера электромагнитных процессов в указанных системах, выявление факторов, влияющих на надежность и долговечность оборудования, определение условий создания систем с улучшенными технико-экономическими характеристиками.

**Анализ предыдущих исследований.** Анализ опубликованных работ [3, 5] позволяет считать, что до последнего времени в электротехнике остаются

актуальными и нерешенными задачи, связанные с анализом высокочастотных электромагнитных процессов, в асинхронном ЭП с ШИМ, созданием методик расчетного и экспериментального определения высокочастотных параметров и показателей эффективности функционирования асинхронного электропривода с параметрическим регулированием. При работе полупроводникового преобразователя в режиме ШИМ к электрооборудованию прикладываются напряжения, которые, кроме основных гармонических составляющих, содержат высшие гармоники со сравнительно большими амплитудами, частоты которых кратны частоте опорных напряжений. Спектрограммы напряжения на выходе двухуровневого инвертора с ШИМ, например, при частоте  $f_{on} = 2000$  Гц, частоте основной составляющей напряжения 50 Гц и коэффициенте модуляции 0,9 показывают, что амплитуды высших гармоник напряжения может достигать 20-50% от амплитуды основных составляющих напряжения и имеют частоты порядка  $10^3$ - $10^4$  Гц. Аналогичная картина получается при моделировании работы регуляторов напряжения (РН), построенных на базе силовых транзисторных ключей с высокочастотной коммутацией.

Гармоникам напряжения соответствуют установившиеся высокочастотные электромагнитные переходные процессы, вызывающие неравномерное распределение напряжения между секциями статорных обмоток ЭМ и дополнительные потери энергии от вихревых токов в меди обмоток.

**Цель работы** – определение и анализ параметров и характеристик высокочастотных электромагнитных переходных процессов в асинхронном электроприводе при широтно-импульсной модуляции питающего напряжения.

**Материал и результаты исследования.** При разработке математической модели асинхронного электропривода с транзисторным регулятором напряжения в цепи статора модельные уравнения со-

ставлялись при следующих основных допущениях:

1. Полупроводниковые силовые вентили рассматриваются как идеальные ключевые элементы, которые в открытом состоянии замыкают накоротко участки электрических цепей, а в закрытом – разрывают их.

2. Считается, что РН с ШИМ формирует на выходе трехфазную систему напряжений, образующуюся из одиночных и совмещенных прямоугольных импульсов.

3. Соединительный кабель рассматривается как однородная длинная линия;

4. Фазы статорной обмотки АД рассматриваются как неоднородные цепные схемы, образованные из секций, сохраняющих постоянство параметров в исследуемых режимах и связанных через взаимные индуктивности и емкости.

5. Статорные обмотки располагаются в пазах статора АД, образуя симметрированную трехфазную систему.

6. Магнитное поле в активной зоне АД при регулировании остается круговым вращающимся полем и определяет степень магнитного насыщения шихтованной стали сердечников статора.

Рассматривается электропривод с широтно-импульсным регулятором напряжения на транзисторных модулях IGBT или на приборах ЖСТТ. Преобразование питающего трехфазного напряжения в трехфазное напряжение с регулируемой амплитудой огибающей осуществляется с помощью транзисторного регулятора напряжения.

При составлении системы уравнений использована методология, основанная на разделении сложных электрических систем на подсистемы, взаимосвязанные зависимыми источниками напряжения и тока. Считается, что транзисторы, включенные встречно-параллельно в каждой фазе АД, работают в противофазе: если один транзистор открыт, другой закрыт и наоборот. Режимы, в которых оба транзистора открыты или закрыты, отсутствуют.

Состояния транзисторов описываются функциями  $k_{in}$  ( $n = 1, 2, 3$  – номер фазы), которые принимают значения 1, если открыт транзистор или обратный диод, подключающие фазу питающего напряжения к фазе нагрузки, и значение 0, если закрыты транзистор или обратный диод (рис. 2).

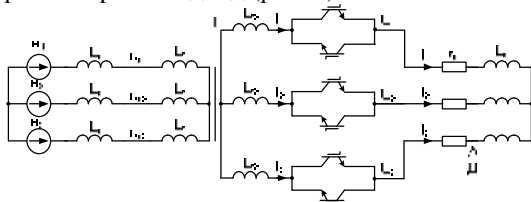


Рисунок 1 – Расчетная схема асинхронного электропривода с регулятором напряжения

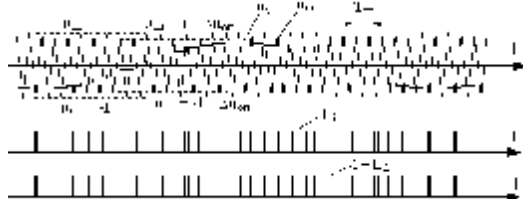


Рисунок 2 – опорное напряжение  $u_{om}$ , напряжение управления  $u_v$  и функции состояния транзисторов  $k_i$  фазы РН в режиме синусоидальной ШИМ

Напряжения и токи определяются в зависимости от времени, задавая интервалами времени  $\Delta t$ . На каждом интервале  $\Delta t$  определяются напряжения на емкостях  $u_{c1}, u_{c2}$  которые заменяются эквивалентными источниками напряжения  $u_{rc1}, u_{rc2}$ :

$$\left. \begin{aligned} u_{cm} &= u_{cm} + \frac{i_{cm} \Delta t}{C_m}, \\ u_{rcm} &= u_{cm} + r_{cm} i_{cm}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $m = 1, 2$ .

Затем осуществляется перенос источника  $u_{rc1}$  в ветви схемы, которые сходятся во входной цепи РН, а также перенос источника  $u_{rc2}$  в ветви схемы, которые сходятся в выходной цепи. Далее эти источники переносятся в фазы регулятора напряжения. В результате исходная схема рис. 1 распадается на под-схемы, изображенные на рис. 3.

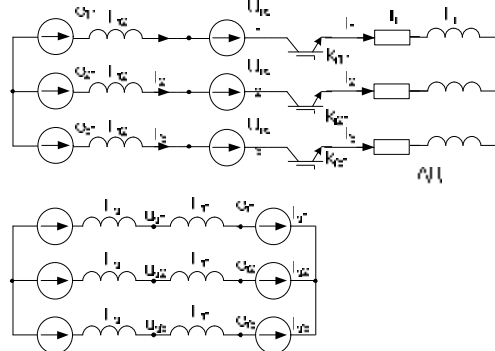


Рисунок 3 – Подсхемы асинхронного электропривода с транзисторным регулятором напряжения

В результате ЭДС первичной обмотки трансформатора определяются из выражений:

$$e_{tn} = e_{sn} - (L_s + L_{t1}) \frac{di_{sn}}{dt} \quad (2)$$

ЭДС фаз вторичных обмоток, соединенной в звезду, равняются:

$$e_{n1} = \frac{e_{tn}}{K_{тр}} \quad (3)$$

ЭДС фаз вторичных обмоток, соединенной в треугольник, при преобразовании ее в звезду:

$$\begin{aligned} e_{12} &= \frac{e_{11} - e_{31}}{\sqrt{3}}; \\ e_{22} &= \frac{e_{21} - e_{11}}{\sqrt{3}}; \\ e_{32} &= \frac{e_{31} - e_{21}}{\sqrt{3}}. \end{aligned} \quad (4)$$

Уравнения для определения токов нагрузки при частоте управления записаны в виде:

$$\frac{di_n}{dt} = \frac{u_n - r_n i_n}{L_n} \quad (5)$$

Фазные ЭДС и напряжения на выходе регулятора:

$$u_n = e_n = u_{rc1} k_{n1} k_{n2} - u_{rc2} k_{n3} k_{n4} \quad (6)$$

Регулирование тока нагрузки и определение напряжений управления РН осуществляется в соответствии с выражениями:

$$\left. \begin{aligned} t &= t + \Delta t_y, \\ u_{y1} &= U_{y\max} \sin(\omega_y t), \\ u_{y2} &= U_{y\max} \sin(\omega_y t - \frac{2\pi}{3}), \\ u_{y3} &= U_{y\max} \sin(\omega_y t - \frac{4\pi}{3}). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $t$  – время (с);  $\omega_y$  – заданная угловая частота напряжения управления (рад./с);  $U_{y\max}$  – амплитуда напряжений управления (о.е.)

Уравнения (1)-(7) образуют математическую модель системы «РН-АД» в мгновенных значениях.

Конструктивные элементы АД учитываются при определении высокочастотных электромагнитных переходных процессов. Особенности статорных обмоток АД учитываются при составлении эквивалентных схем замещения (рис. 4) и в математических моделях АД.

Считается, что в нормальных режимах функционирования асинхронного ЭП отсутствует режим холостого хода фаз статорной обмотки АД, а между фазами обмотки действуют трехфазные симметричные прямые и обратные системы напряжений, обусловленные  $\nu$ -ми временными гармониками.

Считается, что каждая система уравнений соответствует  $\nu$ -той гармонике напряжения, а значения параметров – частоте  $f_\nu = \nu f_1$ , где  $f_1$  – частота первой (основной) гармоники напряжения.

Обмотки АД рассматриваются как неоднородные цепные схемы замещения, при этом секции обмоток фаз представляются (рис. 4) через их эквивалентные высокочастотные электромагнитные переходные процессы:  $r$  – сопротивление, эквивалентное потерям в меди и стали сердечников;  $G$  – проводимость, учитывающая потери в изоляции обмоток;  $L$  – полная эквивалентная индуктивность секции, учитывающая ее собственную и взаимные индуктивности;  $K$  – эквивалентная емкость, учитывающая собственную междувитковую емкость секции обмотки и межсекционные емкости;  $C$  – эквивалентная поперечная емкость секции (емкость на корпус). Индекс  $n = 1, 2, \dots, N_k$  соответствует номеру секции в фазе обмотки статора. Сочетания  $n_A, n_B, n_C$  учитывают принадлежность секций обмоток к разным фазам. Взаимные индуктивности между секциями обозначены  $M_{nAB}, M_{nAC}, M_{nBC}$ . Считаем, что  $M_{nAB} = M_{nBA}, M_{nAC} = M_{nCA}, M_{nBC} = M_{nCB}$ .

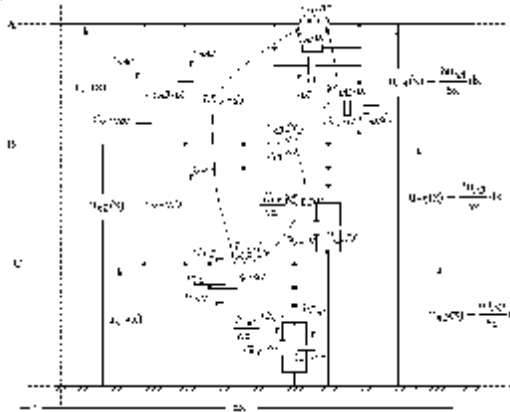


Рисунок 4 – Эквивалентная схема замещения участка трехфазной обмотки статора АД

Элементу статорной обмотки в схеме соответствуют параметры на единицу длины обмотки или одной секции.

Уравнения АД могут быть получены в виде:

$$-\frac{\partial u_n}{\partial x} = L_n \frac{\partial i_{Ln}}{\partial t} = r_n i_{Ln}; \quad (8)$$

$$-\frac{\partial i_n}{\partial x} = \left( (C_n + 2C_{nn}) \frac{\partial}{\partial t} + G_n \right) u_n - C_{nn} \frac{\partial}{\partial t} (u'_n - u''_n). \quad (9)$$

В уравнениях (8) и (9) параметры  $L_n, r_n, C_n, G_n, K_n$  являются квадратными матрицами.

Тензорами напряжений в уравнении (8) соответствуют матрицы-столбцы:

$$u_n = \begin{pmatrix} u_{nA} \\ u_{nB} \\ u_{nC} \end{pmatrix} \quad u_{nA} = \begin{pmatrix} u_{IA} \\ \dots \\ u_{nA} \\ \dots \\ u_{NA} \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$u_{nB} = \begin{pmatrix} u_{IB} \\ \dots \\ u_{nB} \\ \dots \\ u_{NB} \end{pmatrix} \quad u_{nC} = \begin{pmatrix} u_{IC} \\ \dots \\ u_{nC} \\ \dots \\ u_{NC} \end{pmatrix}$$

Определение емкостных токов между фазами производится, используя матрицы-столбцы напряжений:

$$u'_n = \begin{pmatrix} u_{nB} \\ u_{nC} \\ u_{nA} \end{pmatrix} \quad (11)$$

где матрицы  $u_{nA}, u_{nB}, u_{nC}$  определяются из (10).

Фазные напряжения определяются по уравнениям:

$$u_{AX} = \sum_{n=1}^{N_A} u_{nA};$$

$$u_{BY} = \sum_{n=1}^{N_B} u_{nB}; \quad (12)$$

$$u_{CZ} = \sum_{n=1}^{N_C} u_{nC}.$$

Используемая модель трехфазного АД отличается возможностью учета неодинаковых волновых параметров секций обмоток, а также взаимных индуктивных и емкостных связей между секциями обмоток разных фаз.

Модель кабеля, соединяющего АД с преобразователем, как цепи с распределенными параметрами, составляют следующие матричные уравнения:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = L \frac{di}{dt} + r_i; \quad (13)$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C \frac{du}{dt} + G_u, \quad (14)$$

где  $L, C, r, G$  – матрицы эквивалентных параметров кабеля;  $u, i$  – матрицы-столбцы напряжений и токов.

При исследовании высших гармоники в кривой выходного напряжения используются кривые  $u(t)$ , получаемые с помощью рассмотренных уравнений,

а также известный способ определения  $u(t)$  через гармоники, возникающие при ШИМ выходного напряжения.

Для получения уравнений, записанных в рядах Фурье, выходное напряжение РН рассматривается как функция двух переменных  $u(x, y)$ :

$$u(x, y) = \frac{c_0}{4} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [c_{0n} \cos ny + d_{0n} \sin ny] + \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} [c_{m0} \cos mx + e_{m0} \sin mx] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{2} [c_{mn} \cos(mx + ny) + c_{mn} \cos(mx - ny)] + \frac{1}{2} [d_{mn} \sin(mx + ny) - d_{mn} \sin(mx - ny)] + \frac{1}{2} [e_{mn} \sin(mx + ny) + e_{mn} \sin(mx - ny)] + \frac{1}{2} [f_{mn} \cos(mx - ny) - f_{mn} \cos(mx + ny)] \right] \quad (15)$$

После подстановки в (15) значений  $x(t) = \omega_{оп}t + \theta_{оп}$ ,  $y(t) = \omega_y t + \theta_y$ , где  $\omega_{оп} = 2\pi/T_{оп}$ ,  $\theta_{оп}$  и  $\omega_y = 2\pi/T_y$ ,  $\theta_y$  – угловые частоты и начальные фазы опорного напряжения и напряжения управления, получаем:

$$u(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos(n[\omega_y t + \theta_y]) + B_{0n} \sin(n[\omega_y t + \theta_y])] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos(m[\omega_{оп} t + \theta_{оп}]) + B_{m0} \sin(m[\omega_{оп} t + \theta_{оп}])] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_{mn} \cos(m[\omega_{оп} t + \theta_{оп}] + n[\omega_y t + \theta_y]) + B_{mn} \sin(m[\omega_{оп} t + \theta_{оп}] + n[\omega_y t + \theta_y])] \quad (16)$$

где  $\bar{C}_{mn} = A_{mn} + jB_{mn}$  – комплексные коэффициенты;  $m = 1, 2, \dots, \infty$ ;  $n = 1, 2, \dots, \infty$ .

В уравнении (16) первая сумма соответствует гармоникам, определяемым напряжением управления, вторая – опорным напряжением, третья – комбинационные гармоники.

Используя уравнения (1)-(7), (15) и (16) были получены зависимости  $u(t)$  для РН и спектрограммы содержащихся в них гармоник. Анализ кривых  $u(t)$  при различных значениях  $f_{оп}$ ,  $f_y, \dots, u_{оп}/u_y$  с помощью спектрограмм позволил установить зависимость спектров и амплитуд высших гармоник напряжения от опорной частоты и режимов работы РН и показать, что значения  $U_v$  могут достигать до 50% от действующего значения напряжения первой гармоники, а порядок  $f_v$  соответствует величинам  $10^3-10^4$  Гц. Высшие гармоники, возникающие из-за импульсов ШИМ имеют порядок  $10^4-10^5$  Гц и зависят от величины фронта импульса.

Рассмотренные высокочастотные электромагнитные переходные процессы отличаются от известных при  $f \approx 10^1 - 10^2$  Гц параметрами необходимостью учета емкостных и индуктивных связей и потерь, проявляющихся при частотах свыше  $10^3$  Гц. При этом высокочастотные электромагнитные переходные процессы следует рассматривать как эквивалентные параметры, являющиеся сложными функциями истинных параметров элементов АД и частоты коммутации приложенного напряжения.

При определении индуктивностей и взаимных

индуктивностей используется способ, предложенный в работах [3] основанный на замене полузакрытого паза овальной трапециевидальной формы круглым пазом, совокупности проводников катушечной стороны – одним эквивалентным массивным проводом, ток в котором, ввиду весьма высокого значения  $f_v$ , распределяется равномерно в тонком слое вблизи поверхности. Стенки пазов и сплошные конструктивные оболочки статора рассматриваются как многослойные электромагнитные экраны со щелями. Число экранов, их толщины и зазоры определяются с учетом конструкции паза. Магнитная проницаемость стали определяется из расчета магнитной цепи АД по основному магнитному потоку, определяемому при частоте управления.

Приводимые формулы учитывают действие вихревых токов, а также сокращение шага в двухслойных обмотках. Значения магнитной индукции в местах расположения секций определяются с учетом действия продольного краевого эффекта.

Типичные зависимости высокочастотные электромагнитные переходные процессы АД от частоты определены в виде кривых относительных значений, показанных на рис. 5. За базовое значение высокочастотных электромагнитных переходных процессов принято значение при частоте  $f = 1$  кГц.

Установлено, что при высоких частотах подводимое к АД напряжение распределяется между обмотками существенно неравномерно (рис. 5). При этом электромагнитные потери в обмотках и экранах АД из-за высших гармоник увеличивают обычно учитываемые потери на 10-20 %.

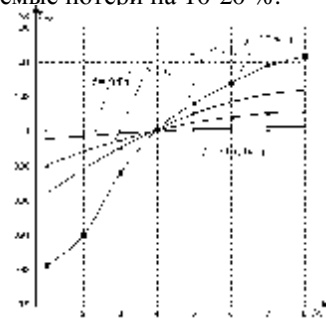


Рисунок 5 – Распределение напряжения между секциями обмоток фазы А при  $f_v = \text{var}$

Неравномерность распределения (перекосы) напряжения дополнительно увеличивают потери энергии в электроприводе. На рис. 6 показано, что электромагнитные потери от высших гармоник можно уменьшить, увеличивая значение  $f_{оп}$ .

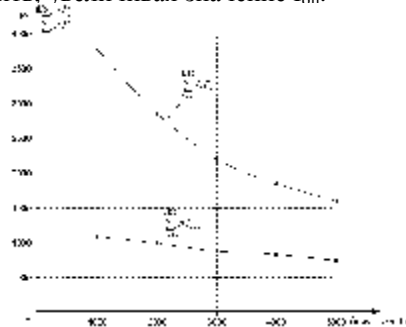


Рисунок 6 – Расчетная зависимость общих высокочастотных электромагнитных потерь  $\sum \Delta P_v$  и потерь в стали  $\sum \Delta P_{стВ}$  для двигателя 4A200S2

Исследование перенапряжений, возникающих из-за импульсного характера подводимого напряжения показывает, что максимумы перенапряжений увеличиваются с увеличением длины кабеля. Кроме того, была исследована зависимость перенапряжений от типа обмотки АД. При выборе значений  $f_{оп}$  и  $f_y$  проектируемого регулятора напряжения следует также учитывать собственную частоту обмотки статора.

Значения междуфазных емкостей соизмеримы со значениями емкостей обмоток на корпус и ими нельзя пренебрегать при расчетах перенапряжений.

Установлено, что при совпадении  $\omega_{оп}$  РН и  $\omega_{АД}$  перенапряжения на секциях обмоток существенно возрастают (рис. 7).

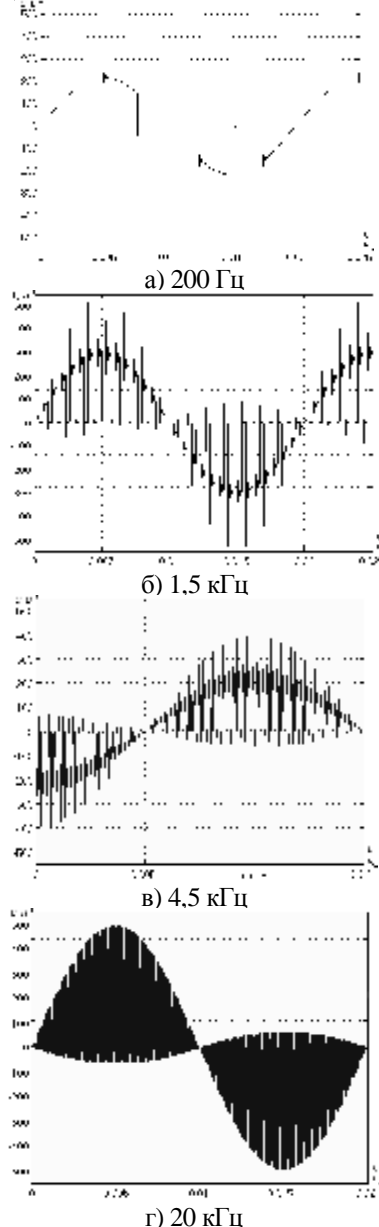


Рисунок 8 – Осциллограммы перенапряжений на обмотках АД при изменении частоты следования импульсов ( $f_{оп} = var$ )

**Выводы.** По результатам проведенных исследований могут быть сделаны следующие выводы:

В системах с электрическими машинами и полу-

проводниковыми преобразователями, работающими в режиме ШИМ, на надежность, срок службы и другие характеристики оборудования значительное влияние оказывают высокочастотные электромагнитные переходные процессы.

При искажении напряжения полупроводниковыми преобразователями в электрических машинах и кабельных линиях возникают перенапряжения, местные перегревы конструкций, которые вызывают ускоренное старение изоляции.

Для анализа высокочастотных процессов в электрических машинах целесообразно использовать цепные схемы замещения, построенные на распределенных индуктивностях, активных сопротивлении и емкостях обмоток.

В практику послеремонтных испытаний электрических машин для последующей работы в системах совместно с полупроводниковыми преобразователями целесообразно включить испытания по определению высокочастотных параметров обмоток, с целью построения схем замещения и последующей оценки влияния высокочастотных процессов на характеристики машин.

При разработке электропривода с асинхронными двигателями и полупроводниковыми преобразователями в цепи статора учет влияния высокочастотных процессов на характеристики машин является необходимым условием создания надежного и долговечного оборудования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Каганов З.Г. Волновые напряжения в электрических машинах. – М.: "Энергия", 1970. – 208 с.
2. Коськин Ю.Л. Синтез электромеханических преобразователей, совмещенных с электронными компонентами // Электротехника, 1995, №3. – С. 36-38.
3. Коськин Ю.Л., Беналлал Н.М. Перенапряжение в частотно-управляемых линейных асинхронных двигателях. СПб: изд-во СПбГЭТУ (ЛЭТИ), 2003. – 60 с.
4. Пронин М.В., Воронцов А.Г., Калачиков П.Н., Емельянов А.Л. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями. СПб., ОАО "Силовые машины", филиал "Электросила", 2004. – 252 с.
5. Пронин М.В. Моделирование и анализ системы с многофазным асинхронным генератором и многоактным активным выпрямителем // Электротехника, 2006, №5.

Стаття надійшла 08.05.2008 р.

Рекомендовано до друку д.т.н., проф. Родькіним Д.І.