

Оценка алгоритмов управления асинхронизированным вентильным двигателем по энергетической эффективности

ТУТАЕВ Г.М.

Предложены методики оценки энергетической эффективности алгоритмов управления асинхронизированным вентильным двигателем (АВД), которые выявили ее сильную зависимость от частоты возбуждения и магнитного состояния двигателя. Так, алгоритм управления по минимуму суммарных потерь оказывается не столь эффективным при необходимости обеспечения достаточно высокого $\cos \varphi$ в области малых нагрузок. В общем же случае многоканальный принцип управления АВД позволяет выбрать наиболее эффективный режим его функционирования в составе регулируемого ЭП при выполнении той или иной технологической задачи.

Ключевые слова: асинхронизированный вентильный двигатель, энергетическая эффективность, алгоритм управления

В теории целенаправленного функционирования систем [1] существует понятие энергоэффективности, которое можно распространить и на системы автоматизированного электропривода (ЭП) или, как более частный случай, на базовые электрические машины. В этом случае под энергетической эффективностью какого-либо закона управления следует понимать уровень соответствия фактического расходования энергоресурсов их рациональному расходованию при выполнении двигателем технологической задачи в составе ЭП.

Наметившаяся в последние годы устойчивая тенденция перехода современного промышленного производства на новые энергоэффективные технологии открывает широкие возможности для развития регулируемого электропривода переменного тока. В научной периодике достаточно много публикаций, посвященных оптимизации режимов работы асинхронных и синхронных ЭП, а также приводов на базе асинхронизированного синхронного двигателя по энергетическим критериям.

Однако базовые машины самых распространенных приводов являются лишь частично управляемыми и не отвечают полному комплексу требований, предъявляемых к машинам переменного тока в отношении энергоэффективного управления [2].

В максимальной степени такое управление возможно в ЭП на основе асинхронизированного вентильного двигателя (АВД), который можно отнести к управляемым машинам; АВД представляет собой

Techniques for estimating the energy efficiency of algorithms for control of an asynchronized converter-fed motor are proposed, the use of which revealed strong dependence of this efficiency on the excitation frequency and magnetic state of the motor. Thus, the control algorithm oriented at minimizing the total losses was found to be not so efficient when it is necessary to maintain a sufficiently high value of $\cos \varphi$ in the region of low loads. In the general case, the multichannel principle for control of an asynchronized valve-fed motor makes it possible to select the most efficient mode of its operation as part of an adjustable electric drive in performing one or another process-related task.

Key words: asynchronized converter-fed motor, energy efficiency, control algorithm

вариант двигателя двойного питания со статическими преобразователями частоты на статоре и роторе [3, 4].

Наличие двух преобразователей, усложняя в целом машинно-вентильный комплекс, в то же время открывает принципиально новые возможности построения регулируемых электроприводов, поскольку при питании обмоток синусоидальным напряжением имеется шесть доступных для управления значений величин: двух амплитуд, двух частот и двух фаз питающих напряжений, посредством которых можно реализовать различные алгоритмы управления в зависимости от решаемых технологических задач. Две переменные величины — частота напряжения статора и сдвиг фаз между током и напряжением ротора — будут зависимыми в соответствии с принципом работы АВД. Остальные переменные образуют четыре канала управления — угловой скоростью, магнитным потоком, активными потерями и реактивной мощностью.

Существенной особенностью электродвигателя является то, что режимы его работы характеризуются целым рядом показателей, каждый из которых, в свою очередь, можно считать частным показателем при анализе энергетической эффективности. К ним можно отнести:

активную, реактивную и полную мощности, потребляемые от преобразователей частоты и характеризующие двигатель как потребитель электроэнергии;

механическую мощность с ее составляющими – электромагнитным моментом и угловой скоростью ротора, которые отражают результат электромеханического преобразования подводимой энергии;

мощность потерь в двигателе, КПД и коэффициент мощности, которые служат мерой эффективности преобразования энергии двигателем.

Проведенные в [5] исследования выявили экстремальный характер этих частных показателей при изменении свободно варьируемых управляющих воздействий. Причем для разных значений электромагнитного момента и угловой скорости экстремумы достигаются при не совпадающих по значению управляющих воздействиях. Поэтому показатель энергетической эффективности должен отражать многокритериальный характер оценки, учитывать изменения управляющих воздействий и выполняемую приводом технологическую задачу. При таком подходе показатель энергетической эффективности представляет собой векторную функцию вида

$$m(U, X) = m_1(U, X), m_2(U, X), \dots, m_n(U, X), \quad (1)$$

где $m_i(U, X)$ – один из частных показателей энергетической эффективности; U – вектор изменяемых управляющих воздействий, реализующих энергооптимальный алгоритм управления; $X = (m, \omega)$ – вектор состояния двигателя, определяющий технологическую задачу; m, ω – электромагнитный момент и угловая скорость ротора.

В такой постановке задачи требования к уровню энергетической эффективности могут быть заданы путем наложения ограничений либо на значение самого показателя m либо на значение функции соответствия $m_{\mathcal{F}}$, которая характеризует степень приближения показателя энергетической эффективности m к оптимальному значению:

$$m_{\mathcal{F}}(U, X) = m_{\mathcal{F}1}(U, X), m_{\mathcal{F}2}(U, X), \dots, m_{\mathcal{F}n}(U, X), \quad (2)$$

где $m_{\mathcal{F}i}(U, X)$ – частные функции соответствия, определяемые соотношением

$$m_{\mathcal{F}i}(U, X) = \left| \frac{m_i(U, X) - m_{i0}(U, X)}{m_{i0}(U, X)} \right|, \quad (3)$$

где $m_i(U, X)$ – значение показателя алгоритма управления, эффективность которого оценивается; $m_{i0}(U, X)$ – наилучшее значение показателя, которое может быть достигнуто.

Поскольку $m_{i0}(U, X)$ – наилучшее значение показателя энергоэффективности, то разность $m_i(U, X) - m_{i0}(U, X)$ может служить мерой приближения к идеальному значению, а выражение (3)

представляет собой относительную эффективность алгоритма управления по i -му критерию.

К числу важнейших энергетических показателей, оценка которых имеет практическое значение, относятся суммарные потери в двигателе. Определение эффективности алгоритмов управления с точки зрения суммарных потерь необходимо для повышения КПД двигателей при регулировании угловой скорости вала и изменении нагрузки в широких пределах, а также для обеспечения минимума потерь с целью ограничения допустимых по нагреву двигателя нагрузок.

Для этого случая функция соответствия (3) примет вид:

$$DP_{\mathcal{F}}(U, X) = \left| \frac{DP_{\mathcal{S}}(U, X) - DP_{\mathcal{S}0}(U, X)}{DP_{\mathcal{S}0}(U, X)} \right|, \quad (4)$$

где $DP_{\mathcal{S}}(U, X)$ – значение суммарных потерь двигателя при алгоритме управления, эффективность которого мы оцениваем; $DP_{\mathcal{S}0}(U, X)$ – минимальное значение потерь (суммарных потерь двигателя при алгоритме управления, эффективность которого мы принимаем за идеал).

Многоканальный принцип управления асинхронизированным вентильным двигателем позволяет реализовать ряд таких алгоритмов [6–9]:

с постоянным магнитным потоком и фиксированным значением частоты возбуждения при различных углах сдвига фаз между векторами тока и напряжения статора j_1 ;

ортогональное управление при фиксированном значении частоты возбуждения;

ортогональное управление при изменении частоты возбуждения, обеспечивающем минимум потерь в стали статора;

минимум значений токов статора и ротора;
минимум суммарных потерь.

Два последних алгоритма управления рассматривались при линейной аппроксимации кривой намагничивания [6]. Прежде чем приступить к рассмотрению их эффективности относительно суммарных потерь, сделаем некоторые пояснения.

В математических моделях, используемых для синтеза двух первых алгоритмов управления, не учитывались потери в стали статора и принималось равным нулю активное сопротивление обмоток статора ($R_s = 0$), что справедливо для мощных машин. При сравнении эффективности алгоритмов эти факторы необходимо будет иметь в виду.

Потери в меди якоря в общем случае можно учесть соотношением

$$P_{scop} = \frac{3}{2} i_{sy}^2 R_s.$$

Потери в стали статора АД

$$P_{sst} = \frac{3}{2} w_1^2 \frac{Y^2 dx}{R_m},$$

где R_m – сопротивление, совокупно учитывающее потери в стали от вихревых токов и гистерезиса, включено параллельно контуру намагничивания традиционной Т-образной схемы замещения АД, определяется по конструктивным параметрам двигателя для конкретных угловых значений скорости ротора.

Потери в стали ротора можно пренебречь в любых алгоритмах управления вследствие малой частоты возбуждения (два первых алгоритма) или же меньшей массы стали ротора по сравнению со статором (три последних алгоритма, где частота возбуждения может достигать частоты сети в зависимости от диапазона регулирования угловой скорости ротора).

Сравнительный анализ проведем для двух значений угловой скорости ротора $w_e = 0,25w_{eH}$ и $w_e = 1,25w_{eH}$. При этом частота возбуждения выбирается из следующих соображений. В одном случае для обоих значений скорости ротора выполняется условие

$$w_1 = -w_2 = \frac{w_e}{2}, \quad (5)$$

обеспечивающее минимальные потери в стали статора [6]. Во втором случае для скорости ротора $w_e = 0,25w_{eH}$ задаем $f_2 = 5$ Гц ($w_2 = 31,416$ с⁻¹). Это значение частоты возбуждения принималось ранее во многих исследованиях статических режимов работы АД [3, 7–10 и др.]. Для сверхсинхронной скорости ротора $w_e = 1,25w_{eH}$ в условиях ограничения ресурсов ПЧ якоря примем $f_2 = -12,5$ Гц ($w_2 = -78,54$ с⁻¹) при встречном вращении магнитного поля и ротора, что обеспечит значение частоты токов в статоре на уровне номинального.

В качестве эталонного алгоритма управления выбираем минимум суммарных потерь в обмотках якоря и возбуждения АД при выполнении условия (5). Тогда графики функции соответствия (4) для указанных выше алгоритмов энергоэффективного управления АД на базе двигателя 4АК250SB4У3 ($P_{2H} = 55$ кВт) будут иметь вид, представленный на рис. 1 и 2.

Анализ графиков говорит о сильной зависимости эффективности алгоритмов управления АД от частоты возбуждения и магнитного состояния двигателя.

Наиболее высокой энергетической эффективностью обладает алгоритм управления АД по минимуму токов при выполнении условия (5) (кривая 4 на рисунках). При угловой скорости ротора

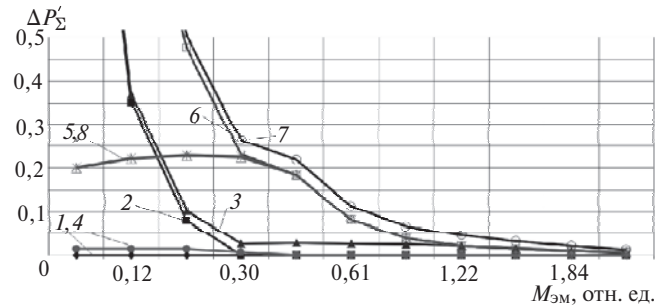


Рис. 1. Эффективность алгоритмов управления АД по суммарным потерям ($w_e = 0,25w_{eH}$): 1 – minS потеря ($w_2 = w_e/2$); 2 – $Y^{\wedge} I$ ($w_2 = w_e/2$); 3 – $j_1 = \text{const}$ ($w_2 = w_e/2$); 4 – min I ($w_2 = w_e/2$); 5 – minS потеря ($f_2 = 5$ Гц); 6 – $Y^{\wedge} I$ потеря ($f_2 = 5$ Гц); 7 – $j_1 = \text{const}$ ($f_2 = 5$ Гц); 8 – minI ($f_2 = 5$ Гц)

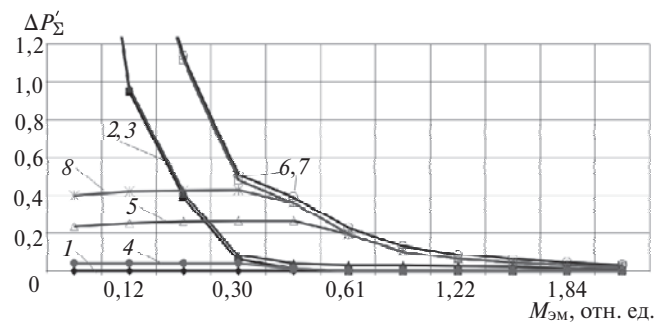


Рис. 2. Эффективность алгоритмов управления АД по суммарным потерям ($w_e = 1,25w_{eH}$): 1 – minS потеря ($w_2 = w_e/2$); 2 – $Y^{\wedge} I$ ($w_2 = w_e/2$); 3 – $j_1 = \text{const}$ ($w_2 = w_e/2$); 4 – min I ($w_2 = w_e/2$); 5 – minS потеря ($f_2 = -12,5$ Гц); 6 – $Y^{\wedge} I$ потеря ($f_2 = -12,5$ Гц); 7 – $j_1 = \text{const}$ ($f_2 = -12,5$ Гц); 8 – minI ($f_2 = -12,5$ Гц)

$w_e = 1,25w_{eH}$ эффективность этого алгоритма несколько хуже, чем при скорости $w_e = 0,25w_{eH}$, что объясняется увеличением потерь в стали статора. При значениях электромагнитного момента $M_{эм} \approx 0,36M_{эм,н}$ эффективность этого алгоритма станет равной эффективности ортогонального управления (кривая 2 на рисунках).

Существенное снижение эффективности ортогонального управления в области низких нагрузок ($M_{эм} < 0,3M_{эм,н}$) определяется необходимостью поддержания номинального значения основного магнитного потока в отличие управления по минимуму токов, при котором магнитное состояние изменяется в функции требуемого электромагнитного момента.

Достаточно близким по энергетической эффективности к ортогональному управлению будет алгоритм управления с постоянством основного магнитного потока $Y_d = \text{const}$ и постоянным значением угла сдвига фаз между первыми гармониками тока и напряжения статора $j_1 = \text{const} = 0$ (кривые 2, 3 и 6, 7). На эффективность обоих алгоритмов сильное влияние оказывают частота возбуждения и угловая скорость ротора, изменение которых приводит к изменению потерь в стали статора при

одинаковых нагрузках на валу. При низких значениях электромагнитного момента эффективность обоих алгоритмов одинакова, поскольку при равных потерях в стали потери в меди статора и ротора также примерно равны. С ростом нагрузки увеличивается ток статора, продольная составляющая которого i_{sx} в режиме $j_1 = \text{const} = 0$ будет оказывать размагничивающее действие на магнитное состояние двигателя (при ортогональном управлении $i_{sx} = 0$). В этих условиях для обеспечения постоянства магнитного потока возрастет намагничивающая составляющая тока ротора i_{rx} , что приведет к увеличению потерь в меди по сравнению с ортогональным управлением.

Алгоритмы управления АД по минимуму токов и минимуму суммарных потерь, наиболее эффективные при выполнении условия (5), при других значениях частот возбуждения снижают свою эффективность. Причем на низких скоростях эффективности этих алгоритмов практически равны (кривые 5, 8 на рис. 1). При возрастании угловой скорости ротора эффективность управления АД по минимуму токов в области низких нагрузок снижается примерно в два раза (кривая 8 на рис. 2) за счет увеличения потерь в стали, даже несмотря на переход к встречному вращению магнитного поля и ротора. Существенная разница между эффективностями рассматриваемых алгоритмов при $w_e = 1,25w_{eH}$ (кривые 5, 8 на рис. 2) объясняется меньшими потерями в стали статора при использовании алгоритма минимума суммарных потерь за счет меньшего значения магнитного потока (намагничивающей составляющей тока ротора). При этом для достижения требуемых значений электромагнитного момента необходимо увеличение моментобразующих составляющих токов статора и ротора, что приводит к возрастанию активных потерь по сравнению с управлением по минимуму токов. Однако суммарные потери данного алгоритма будут все же меньше, чем при минимуме токов.

Как показали исследования, алгоритмы управления АД, обеспечивающие наиболее эффективное управление с точки зрения КПД, не всегда имели лучшие значения $\cos j_\Sigma$, т.е. наименьшие потери достигались за счет увеличения реактивной мощности, потребляемой двигателем по цепи ротора [9, 10].

Еще одной оценкой энергетической эффективности может служить сочетание КПД и $\cos j_\Sigma$. В этом случае функция соответствия (3) примет вид:

$$\eta(U, X) = \frac{\eta(U, X) - \eta_0(U, X)}{\eta_0(U, X)}, \quad (6)$$

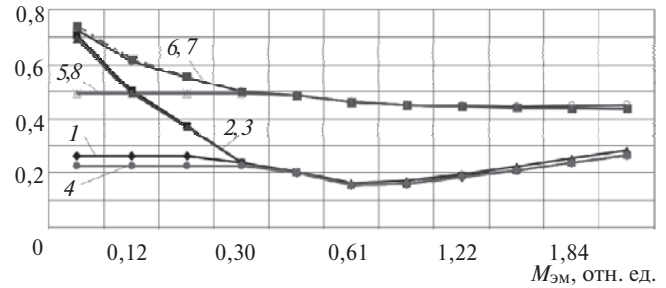


Рис. 3. Эффективность алгоритмов управления АД по КПД и $\cos j_\Sigma$ ($w_e = 0,25w_{eH}$): 1–8 – то же, что на рис. 1

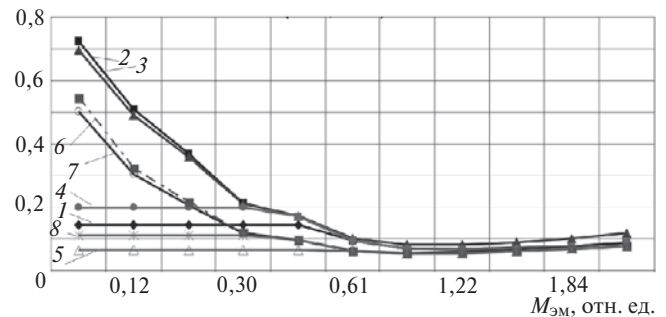


Рис. 4. Эффективность алгоритмов управления АД по КПД и $\cos j_\Sigma$ ($w_e = 1,25w_{eH}$): 1–8 – то же, что на рис. 2

где $\eta(U, X) = h \cos j_\Sigma$ – значение показателя алгоритма управления, эффективность которого оценивается; $\eta_0(U, X) = h_0 \cos j_0 = 1$ – наилучшее значение этого показателя, которое может быть достигнуто.

Сравнительная оценка эффективности алгоритмов управления АД по этому критерию для двух значений угловой скорости ротора $w_e = 0,25w_{eH}$ и $w_e = 1,25w_{eH}$ представлена на рис. 3–4. Как и при использовании оценки эффективности алгоритмов по потерям, в этом случае прослеживается ее зависимость от частоты возбуждения и магнитного состояния двигателя.

При скорости ротора $w_e = 0,25w_{eH}$ наиболее эффективным алгоритмом во всем диапазоне нагрузок будет управление по минимуму токов при выполнении условия (5) (кривая 4 на рис. 3). Это объясняется более высоким значением $\cos j_\Sigma$ в этом алгоритме управления при несколько худшем КПД ($h = 0,922$ и $\cos j_\Sigma = 0,84$) по сравнению с управлением по минимуму суммарных потерь ($h = 0,923$ и $\cos j_\Sigma = 0,799$). Лучшее значение $\cos j_\Sigma$ обеспечивается оптимальным значением угла $|\phi|$ (рис. 5) между векторами магнитного потока и тока ротора ($|\phi| = 45^\circ$ – минимум токов и $|\phi| = 40,1^\circ$ – минимум суммарных потерь). При значениях электромагнитного момента $M_{эм} \approx 0,36M_{эмH}$ эффективности этих алгоритмов станут равны эффективности ортогонального управления (кривые 1, 2 и 4 на рис. 3).

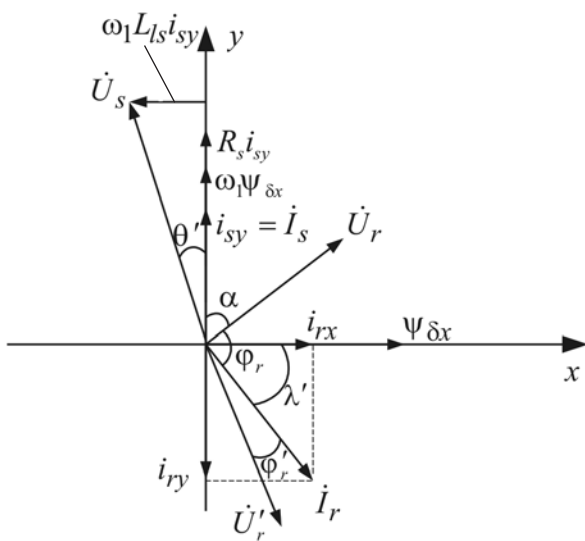


Рис. 5. Векторная диаграмма АД при реализации энергоэффективных алгоритмов управления

На векторной диаграмме обозначены: $q\phi$ – угол нагрузки АД; α – фаза вектора напряжения ротора \dot{U}_r , определяемая частотой возбуждения; $l\phi$ – фаза тока ротора \dot{I}_r относительно вектора магнитного потока $\Psi_{\delta x} = Y_{dx}$; j_r – фаза вектора тока ротора \dot{I}_r относительно вектора напряжения ротора \dot{U}_r ; \dot{U}_r – вектор напряжения ротора при переходе на встречное вращение магнитного поля и ротора (при «отрицательном» значении частоты возбуждения); $j\phi$ – фазовый угол сдвига вектора тока ротора \dot{I}_r относительно вектора напряжения ротора \dot{U}_r при «отрицательном» значении частоты возбуждения.

Значительные изменения в эффективности алгоритмов управления наблюдаются при увеличении угловой скорости ротора и низких нагрузках на валу (рис. 4). Здесь наиболее эффективны алгоритмы минимума суммарных потерь (кривая 5) и минимума токов (кривая 8) при частоте возбуждения, обеспечивающей частоту токов статора на уровне номинального значения. Проигрывая по КПД, они имеют более высокий $\cos j_s$ ($h=0,968$ и $\cos j_s = 0,965$; $h=0,964$ и $\cos j_s = 0,9237$) по сравнению с этими же алгоритмами (кривые 1 и 4) при управлении частотой возбуждения по закону (5) ($h=0,9747$ и $\cos j_s = 0,88$; $h=0,9738$ и $\cos j_s = 0,8243$).

Аналогичная картина и для других алгоритмов (кривые 2, 3 и 6, 7 на рис. 4). Причем с ростом нагрузки эффективности всех алгоритмов возрастают и становятся примерно равными в области номи-

нальной нагрузки. Это объясняется увеличением $\cos j_s$ за счет роста активной составляющей тока ротора i_{ry} при неизменной реактивной составляющей i_{rx} (так как выполняется условие $Y_d = Y_{dH} = \text{const}$). Дальнейшее увеличение нагрузки приводит к снижению эффективности всех алгоритмов, поскольку начинает сказываться уменьшение $\cos j_1$ цепи якоря ($q\phi = j_1$), что приводит к снижению суммарного коэффициента мощности двигателя $\cos j_s$.

Таким образом, при оценке энергетической эффективности по сочетанию КПД и $\cos j_s$ следует помнить о том, что алгоритмы управления АД, обеспечивающие наименьшие потери, имеют достаточно низкий коэффициент мощности в области малых нагрузок. Причем чем выше «отрицательная» частота возбуждения при переходе на встречное вращение магнитного поля и ротора, тем ниже $\cos j_s$, т.е. управление частотой возбуждения по закону $w_1 = -w_2 = \frac{w_y}{2}$ не является наилучшим с точки зрения обеспечения высоких значений коэффициента мощности $\cos j_s$.

При скоростях ротора выше синхронной наиболее эффективным с точки зрения сочетания КПД и $\cos j_s$ будет алгоритм управления по минимуму суммарных потерь при частоте возбуждения, обеспечивающей частоту токов статора на уровне номинального значения. При низких значениях угловой скорости наилучшие показатели имеет алгоритм управления по минимуму токов при выполнении условия (5).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петухов Г.В., Якунин В.И. Методологические основы внешнего проектирования целенаправленных процессов и целеустремленных систем. – М.: АСТ, 2006.
2. Ботвинник М.М., Шакарян Ю.Г. Управляемая машина переменного тока. – М.: Наука, 1969.
3. Сонин Ю.П., Гуляев И.В. Асинхронизированный вентиляционный двигатель. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 1998.
4. Гуляев И.В. Обобщенная электромеханическая система на основе асинхронизированного вентиляционного двигателя. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2004.
5. Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Экстремальное управление электрическими двигателями. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2006.
6. Тутаев Г.М. Энергоэффективное управление двигателем двойного питания в установившихся режимах. – Электротехнические комплексы и системы управления, 2011, № 2.
7. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Вострухин А.А. Асинхронизированный вентиляционный двигатель с ортогональным управлением. – Электротехника, 2002, № 9.
8. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Тутаев Г.М. Асинхронизированный вентиляционный двигатель с поддержанием неизменного результирующего магнитного потока. – Электротехника, 2000, № 8.

9. **Тутаев Г.М., Гуляев И.В., Маняев И.В.** Исследование энергетических характеристик асинхронизированного вентиляльного двигателя на статической модели. – Электротехнические комплексы и системы управления, 2010, № 4.

10. **Гуляев И.В., Тутаев Г.М., Маняев И.В.** Влияние частоты возбуждения на энергетические характеристики асинхронизированного вентиляльного двигателя. – Изв. ТулГУ. Технические науки, 2010, вып. 3, ч. 2.

[11.09.13]

*Автор: **Тутаев Геннадий Михайлович** окончил факультет электроники и автоматики Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарёва в 1986 г. В 2002 г. защитил кандидатскую диссертацию в Нижегородском государственном техническом университете. Доцент кафедры электроники и наноэлектроники МГУ им. Н.П. Огарёва.*