

УДК 621.3.076

Санакулов А.Х., кандидат технических наук, доцент, Набережночелнинский институт ФГАОУ ВО «Казанский (Приволжский) федеральный университет»;

Пичугин П.И., Набережночелнинский институт ФГАОУ ВО «Казанский (Приволжский) федеральный университет»

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ С ЦЕЛЬЮ МИНИМИЗАЦИИ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ

Аннотация. Рассмотрена необходимость разработки векторной системы управления электродвигателями, приведены основные положения математического аппарата и принцип действия векторного управления. На основе теории обобщённой электрической машины выведены основные соотношения для минимизации мощности потерь в двигателях постоянного и переменного тока.

Ключевые слова: векторное управление, оптимальное управление, двигатель постоянного тока, асинхронный двигатель, синхронный двигатель, минимизация, мощность потерь, теория обобщённой электрической машины, оптимизация, функция Лагранжа, математический аппарат, момент нагрузки, магнитопровод, ток возбуждения, статор, ротор.

Введение. Электродвигатели являются основными потребителями электроэнергии в мире. Во многих случаях электродвигатель большую часть времени работает с нагрузкой, меньшей номинальной. При этом КПД двигателя, а также коэффициент мощности оказываются существенно ниже, чем при номинальном моменте на валу. Соответственно, при низких значениях коэффициента мощности электродвигателей на предприятии растут потери электроэнергии в линиях электропередачи. Специальная стратегия векторного управления позволяет достичь оптимума энергопотребления в различных условиях нагрузки электродвигателя. Прежде чем выяснить условия оптимума энергопотребления для различных видов электродвигателей, необходимо разобраться в причинах появления и основных положениях векторного управления.

Основная часть. Разработка этого метода управления была обусловлена стремлением сделать управление синхронными (СД) и асинхронными

двигателями (АД) таким же простым, каким является управление двигателем постоянного тока (ДПТ), а также необходимостью избавиться от недостатков скалярного управления.

Так, ДПТ просто поддается регулированию частоты вращения n , поскольку регулировка может осуществляться двумя способами: изменением потока возбуждения Φ (изменением напряжения на обмотке возбуждения) и изменением напряжения U на якорной обмотке. Приведём уравнения электромеханической характеристики ДПТ:

$$n = \frac{U - I_{я} \sum R}{c_e \Phi};$$
$$M = c_M \Phi I_{я},$$

где $\sum R$ - сопротивление якорной цепи для ДПТ независимого возбуждения;

c_e, c_M - коэффициенты пропорциональности ЭДС и момента соответственно.

Легко видеть, что при постоянном потоке возбуждения вращающий момент постоянен, а частота вращения может быть отрегулирована изменением напряжения на якорной обмотке (ток якорной цепи зависит только от величины нагрузки на валу). Если же одновременно изменять напряжение U и поток Φ (в сторону уменьшения), то можно добиться нужного момента и постоянства частоты вращения. В связи с этим возникла идея уподобить АД двигателю постоянного тока и создать систему управления, при которой становится возможным раздельное управление возбуждением и моментом.

Наиболее распространенное и появившееся ранее скалярное управление АД и СД основано на одновременном изменении амплитуды и частоты питающего напряжения по закону $\frac{U_1}{f_1^n} = const$ (здесь n – число, зависящее от характера момента нагрузки). Магнитный поток машины Φ должен быть постоянен, поскольку в случае его увеличения возрастает насыщение магнитной цепи, растут потери в стали и намагничивающий ток. Уменьшение

потока вызывает уменьшение максимального момента двигателя и ряд других нежелательных явлений. Между напряжением статора и магнитным потоком существует следующее соотношение:

$$U_1 \approx 4,44 f_1 w_1 k_{o\phi} \Phi,$$

где w_1 - число витков статорной обмотки; $k_{o\phi}$ - обмоточный коэффициент.

Отсюда следует, что для поддержания постоянства магнитного потока должно соблюдаться следующее условие:

$$\Phi \propto \frac{U_1}{f_1}$$

Соотношение $\frac{U_1}{f_1}$ выполняет функцию аналогичную току возбуждения ДПТ. Из закона управления М.П. Костенко [1] следует, что соотношение $\frac{U_1}{f_1} = const$ является оптимальным законом регулирования угловой скорости вращения ω только при режиме работы с неизменной нагрузкой $M_c = const$. При вентиляторном характере нагрузки ($M_c \propto \omega^2$) или в режиме постоянной мощности ($M_c \propto \frac{1}{\omega}$) необходимые законы регулирования имеют вид $\frac{U_1}{f_1^2} = const$ и $\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = const$ соответственно. Отсюда видно, что при этих двух режимах работы потокосцепление ротора не будет оставаться неизменным. Это приводит к появлению вышеперечисленных последствий, снижению темпа изменения требуемого электромагнитного момента и ухудшению характеристик в динамике, процесс регулирования становится инерционным и нуждается в специальных датчиках скорости и момента, поэтому выполняют регулирование той величины, которая в данный момент наиболее важна по условиям технологического процесса.

Векторное управление – метод управления электродвигателями, который позволяет независимо и практически безынерционно регулировать скорость вращения и момент на валу двигателя. Главная идея заключается в том, чтобы контролировать не только величину напряжения питания, но и фазу. Другими

словами контролируется величина и угол пространственного вектора. Векторное управление в сравнении со скалярным обладает более высокой производительностью, оно избавляет практически от всех его недостатков.

Математический аппарат векторного управления основан на том, что любая многофазная электрическая машина с n -фазной обмоткой статора и m -фазной обмоткой ротора при условии равенства полных сопротивлений фаз статора (ротора) в динамике может быть представлена двухфазной моделью. Эта упрощенная модель реальной машины называется обобщённой электрической машиной (ОЭМ). Обобщенная двухфазная машина имеет на статоре (неподвижная система координат $\alpha\beta$) и роторе (подвижная система координат dq) по две обмотки, сдвинутые в пространстве на угол 90° (рис 1, а). Ось d ориентируется по полю ротора.

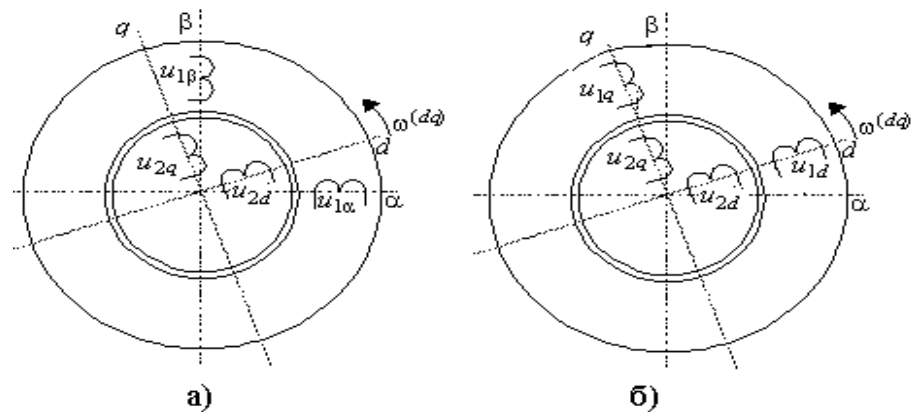


Рис. 1. Схема ОЭМ: а) со статорной $\alpha\beta$ и роторной dq системами координат; б) с одной роторной системой координат

Т.к. АД и СД чаще всего имеют трехфазную обмотку статора, то вектор тока статора I_s используется для контроля и потокосцепления, и момента. Таким образом, ток возбуждения и ток якоря объединены в вектор тока статора и не могут контролироваться отдельно. Разъединение может быть достигнуто математически. Сначала выполняется переход от трёхфазной системы координат к статорной двухфазной системе координат $\alpha\beta$ с помощью прямого преобразования Кларка ($ABC/\alpha\beta$).

Далее мгновенные значения токов статора по осям α и β преобразовываются к dq вращающейся системе координат с помощью преобразований Парка ($\alpha\beta/dq$), для выполнения которого также требуется информация о положении ротора θ .

Статорные обмотки переносятся в роторную систему координат (рис. 1, б). В результате получаем разложение мгновенного значения вектора тока статора I_s на две компоненты: продольную составляющую тока статора I_{sd} (создающую поле и контролирующую его) и поперечную составляющую тока статора I_{sq} (создающую момент и контролирующую его). После регулирования составляющих математический модуль преобразования координат выполняет обратные преобразования Парка ($dq/\alpha\beta$) и Кларка ($\alpha\beta/ABC$), и на электродвигатель подаётся трёхфазное напряжение с необходимыми амплитудами и фазовыми сдвигами.

Изменяя ток статора по оси d можно добиться требуемого значения амплитуды вектора потокосцепления ротора. Ток статора по оси q, контролируемый напряжением по этой оси, определит момент, развиваемый двигателем, который для неявнополюсной ОЭМ равен:

$$M = p_n L_{12} (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}),$$

где p_n – число пар полюсов; L_{12} – взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора; $i_{1d}, i_{1q}, i_{2d}, i_{2q}$ – токи обмоток ОЭМ. Индексы «1» и «2» относятся к статорным и роторным обмоткам соответственно.

Найдём соотношения между токами продольной d и поперечной q осей, необходимые для минимизации мощности потерь при заданном моменте M^0 в двигателях: постоянного тока, асинхронном и синхронном.

1. Поскольку в ДПТ магнитное поле обмотки возбуждения статично, а щёточно-коллекторный узел обеспечивает направленность вектора МДС якоря перпендикулярно вектору МДС обмотки возбуждения, модель ДПТ можно представить двумя обмотками 1q и 2d в неподвижной ($\omega=0$) системе координат d, q. Тогда ток возбуждения равен току обмотки 1q, а ток якоря току обмотки 2d: $i_{1q}=i_\sigma, i_{2d}=i_\alpha$. Момент ДПТ равен $M = p_n L_{12} i_{1q} i_{2d} = p_n L_{12} i_\sigma i_\alpha$. К основным

электрическим потерям в ДПТ относят потери в обмотке возбуждения (сопротивлением r_6) и в обмотке якоря (сопротивлением $r_я$).

Задача оптимизации выглядит следующим образом: $P = i_6^2 r_6 + i_я^2 r_я \Rightarrow \min$.

Запишем функцию Лагранжа и условия стационарности по всем токам [2]:

$$L = i_6^2 r_6 + i_я^2 r_я + \lambda(p_n L_{12} i_6 i_я - M^0)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_я} = 2i_я r_я + \lambda p_n L_{12} i_6 = 0, \quad \frac{\partial L}{\partial i_6} = 2i_6 r_6 + \lambda p_n L_{12} i_я = 0$$

Отсюда находим, что необходимое соотношение $\frac{i_я}{i_6} = \sqrt{\frac{r_6}{r_я}}$. Это означает,

что потери в обмотках возбуждения и якоря должны быть равны. Если выразить ток якоря через требуемый момент нагрузки, который равен $M^0 = p_n L_{12} i_6 i_я$, можно составить функцию потерь от тока возбуждения $P = f(i_6)$:

$$P = i_6^2 r_6 + i_я^2 r_я = i_6^2 r_6 + \left(\frac{M^0}{p_n L_{12} i_6} \right)^2 r_я$$

Построим графики этой зависимости для ДПТ типа П72 при четырёх разных моментах нагрузки (рис. 2). Этот двигатель имеет следующие технические характеристики: номинальная мощность $P_n=10$ кВт, номинальный момент $M_n=800$ Н·м, взаимная индуктивность $L_{12}=8,16$ Гн, $p_n=1$, $r_6=130$ Ом, $r_я=0,357$ Ом.

Из графиков видно, что оптимальный ток возбуждения увеличивается с ростом нагрузки.

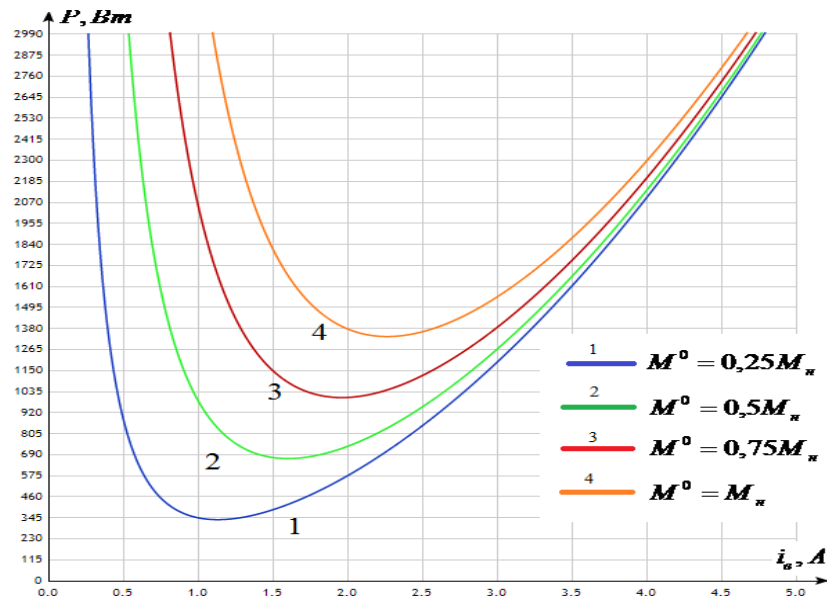


Рис. 2. Графики зависимости мощности потерь ДПТ от тока возбуждения

2. Модель синхронного двигателя можно представить вращающейся с синхронной скоростью системой координат dq. Ось d удобно совместить с направлением потока, создаваемого обмоткой возбуждения индуктора $2d$ (сопротивлением r_f). Вращающееся магнитное поле якоря создается обмотками $1d$ и $1q$ (сопротивлением r). Найдем соотношение токов $i_{1d}=i_d$, $i_{1q}=i_q$ и $i_{2d}=i_f$, при котором имеет место минимальная мощность потерь в СД. Для явнополюсной конструкции СД формула момента (для СД момент отрицателен) усложняется из-за неравенства собственных индуктивностей обмоток $1d$ и $1q$ ($L_d \neq L_q$):

$$M = p_n \left(-L_{12} i_q i_f + (L_d - L_q) \cdot i_d i_q \right)$$

Задача оптимизации, функция Лагранжа и условия стационарности по всем токам выглядят следующим образом:

$$P = i_d^2 r + i_q^2 r + i_f^2 r_f \Rightarrow \min, \quad L = i_d^2 r + i_q^2 r + i_f^2 r_f + \lambda \left(p_n \left(-L_{12} i_q i_f + (L_d - L_q) \cdot i_d i_q \right) - M^0 \right)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_d} = 2i_d r + \lambda p_n L_d i_q - \lambda p_n L_q i_q = 0, \quad \frac{\partial L}{\partial i_q} = 2i_q r - \lambda p_n L_{12} i_f + \lambda p_n L_d i_d - \lambda p_n L_q i_d = 0,$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_f} = 2i_f r_f - \lambda p_n L_{12} i_f = 0$$

Из полученных уравнений найдем условие минимума мощности потерь, учитывая, что требуемый момент равен $M^0 = p_n \left(-L_{12} i_q i_f + (L_d - L_q) \cdot i_d i_q \right)$:

$$\frac{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}}{i_f} = \sqrt{\frac{r_f}{r}}$$

В частном случае для неявнополюсной конструкции СД, при которой $L_d = L_q$, ток $i_d = 0$, и векторное управление следует осуществлять по току i_q . В этом случае условие минимума мощности потерь имеет вид:

$$\frac{i_q}{i_f} = \sqrt{\frac{r_f}{r}}.$$

Если провести расчёт с учётом нелинейности магнитопровода [3], чего не учитывает теория ОЭМ, то для явнополюсного СД можно получить следующие графические зависимости оптимальных токов i_d и i_q от тока обмотки возбуждения i_f (рис. 3).

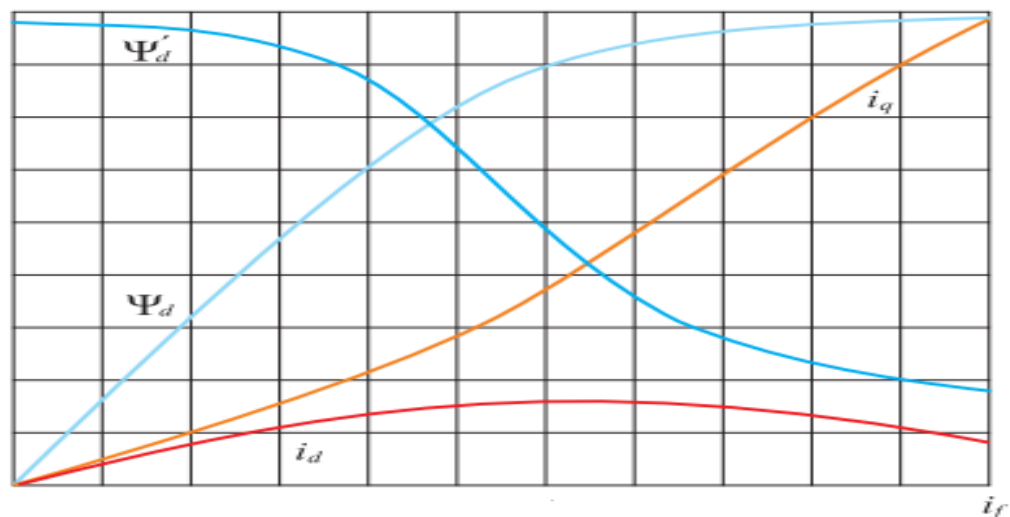


Рис. 3. Зависимости токов статора, потокоцепления и его производной от тока возбуждения

Видно, что при малых значениях тока возбуждения i_f токи продольной и поперечной фаз статора i_d и i_q растут пропорционально. По мере насыщения скорость тока i_q возрастает, а скорость тока i_d снижается, затем становится отрицательной.

3. Модель асинхронного двигателя может быть представлена вращающейся с частотой ω системой координат dq, статорными 1d, 1q и роторными 2d, 2q обмотками. Частота ω представляет собой разность между частотой вращения магнитного поля статора ω_1 и частотой вращения ротора ω_2 .

В качестве критерия оптимизации необходимо использовать удельную мощность потерь, т.е. отнесённую к требуемому моменту [2]. Для упрощения примем, что вектор тока статора направлен по оси d ($i_{1q}=0$). Напряжения обмоток короткозамкнутого ротора 2d и 2q равны нулю. Запишем уравнения электрического состояния этих обмоток (L_2 – собственная индуктивность роторной обмотки):

$$u_{2d} = r_2 i_{2d} - \omega L_2 i_{2q} = 0, \quad u_{2q} = r_2 i_{2q} - \omega(L_2 i_{2d} + L_{12} i_{1d}) = 0$$

Если выразить токи i_{2d} и i_{2q} через ток i_{1d} , можно записать выражение мощности потерь P и формулу требуемого момента M^0 :

$$P = i_{1d}^2 r_1 + r_2 (i_{2d}^2 + i_{2q}^2) = i_{1d}^2 r_1 + i_{1d}^2 r_2 \frac{\omega^2 L_{12}^2}{r_2^2 + \omega^2 L_2^2}, \quad M^0 = p_n \frac{\omega L_{12}^2 r_2}{r_2^2 + \omega^2 L_2^2} i_{1d}^2$$

Если взять производную отношения P/M^0 по частоте ω и приравнять её к нулю, можно получить оптимальное значение частоты ω , при которой наблюдается минимум удельных потерь. Эта частота не зависит от требуемого момента:

$$\omega = \sqrt{\frac{r_1 r_2^2}{r_1 L_2^2 + r_2 L_{12}^2}}$$

Вторым способом минимизировать мощность потерь в АД является векторное управление статорным током i_{1d} , который является током намагничивания [4]. Электромагнитный момент АД равен моменту неявнополюсной машины:

$$M = p_n L_{12} i_{1d} i_{2q}, \quad (i_{1q} = 0)$$

Выразив ток i_{2q} через ток намагничивания и момент нагрузки, на основе Г-образной схемы замещения АД можем составить выражение для мощности потерь, откуда найдём оптимальный ток намагничивания:

$$P = i_{1d}^2 r_1 + i_{2q}^2 (r_1 + r_2) = i_{1d}^2 r_1 + \left(\frac{M^0}{p_n L_{12} i_{1d}} \right)^2 (r_1 + r_2),$$

$$\frac{\partial P}{\partial i_{1d}} = 2i_{1d} r_1 - 2 \frac{(M^0)^2}{L_{12}^2 i_{1d}^3 p_n^2} (r_1 + r_2) = 0; \quad i_{1d}^{opt} = \sqrt{\frac{M^0}{p_n L_{12}}} \cdot \sqrt[4]{\frac{r_1 + r_2}{r_1}}$$

Пример зависимости мощности потерь от тока намагничивания для модели двигателя DRS112M4 мощностью 4 кВт показан на рис. 4. Наглядно видно, что для каждого момента нагрузки на валу существует свой оптимальный ток намагничивания, при котором достигается минимум мощности потерь.

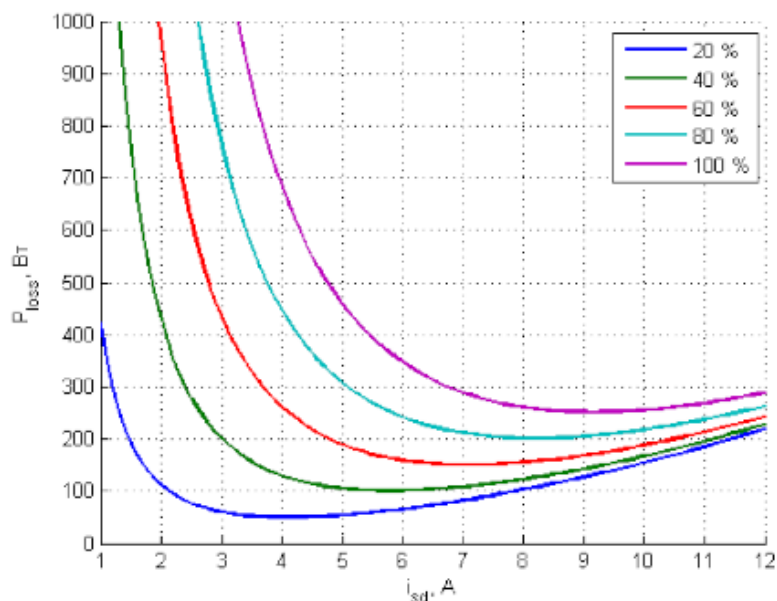


Рис. 4. Графики $P=f(i_{1d})$ для двигателя DRS112M4 мощностью 4 кВт при различных моментах нагрузки на валу от 20% до 100% от номинального

Выводы. Получены оптимальные зависимости векторного управления токами двигателя постоянного тока, асинхронного и синхронного двигателей с точки зрения минимизации мощности потерь в них при различных значениях нагрузок, обеспечивающие не только экономичную работу электродвигателей,

но также повышение коэффициента мощности предприятия и снижение потерь электроэнергии в линиях электропередачи.

Литература

1. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями / Учебное пособие. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006, – 94 с.
2. Макаров, В.Г. Оптимальное управление токами электрических машин / В.Г. Макаров, В.А. Матюшин // Вестник Казанского государственного университета. - 2010. - № 11. - С. 186 – 194.
3. Завгороднев М.Ю., Афанасьев А.Ю. Минимизация потерь при оптимальном управлении токами синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением // Энергетика Татарстана. - 2013. - № 2. - С. 51 – 54.
4. Борисевич А.В. Энергосберегающее векторное управление асинхронными электродвигателями: обзор состояния и новые результаты. - М.: НИЦ ИНФРА, 2015.
5. Векторное управление [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/vector/> (дата обращения 05.03.2018).

*Sanakulov A. Kh., candidate of technical Sciences, associate Professor of Naberezhnye Chelny Institute of Kazan (Volga region) Federal University;
Pichugin P. I., Naberezhnye Chelny Institute of Kazan (Volga region) Federal University.*

VECTOR CONTROL OF ELECTRIC MOTORS TO MINIMIZE POWER LOSS

Annotation. The necessity of development of the vector control system of electric motors is considered, the basic provisions of the mathematical apparatus and the principle of operation of the vector control are given. On the basis of the theory of the generalized electric machine the basic relations for minimization of power losses in direct and alternating current engines are derived.

Key words: vector control, optimal control, DC motor, asynchronous motor, synchronous motor, minimization, power loss, generalized theory of electrical machines, optimization, Lagrange function, mathematical apparatus, the load torque, the magnetic circuit, the excitation current, stator, rotor.