
Раздел 16. Моделирование электромагнитного поля на аналоговых моделях

16.1. Обоснование возможности аналогового моделирования

Математический анализ физических явлений приводит к т. наз. уравнениям математической физики – дифференциальным уравнениям с частными производными второго порядка. Рассмотренные нами в предыдущих разделах курса дифференциальные уравнения Лапласа, Пуассона и теплопроводности, описывавшие магнитные и электромагнитные поля, относятся к этому виду уравнений. Однако к тем же уравнениям приводит рассмотрение некоторых других физических полей и процессов. Из этого можно сделать вывод о том, что *аналогичные*, т.е. описываемые одними и теми же уравнениями, поля и процессы могут рассматриваться как *аналоговые модели* по отношению друг к другу. В связи с этим представляется вполне естественным при исследовании некоторого явления с помощью физического эксперимента (т.е. с применением измерительных приборов) воспользоваться той моделью, которая дает возможность выполнить этот эксперимент с большей точностью и/или с меньшими затратами усилий и средств. В частности, магнитные и электромагнитные поля удобно исследовать на *электрических* моделях, и именно такие модели рассматриваются, в основном, в этом разделе.

16.2. Прямая аналоговая электрическая модель

Рассмотрим магнитоэстатическое поле (*оригинал*) и стационарное электрическое поле (*модель*) при условии, что в рассматриваемых областях нет источников полей – токов, в первом случае, и зарядов, во втором. Оба поля при этом могут быть описаны уравнениями Лапласа с использованием скалярных функций – скалярного магнитного потенциала ψ и электрического потенциала $\varphi_{эл}$.

Запишем уравнения, связывающие величины полей.

Магнитное поле

$$\nabla^2 \psi = 0$$

$$\bar{H} = -\mathbf{grad} \psi$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H}$$

$$\mathbf{div} \bar{B} = 0$$

$$\mathbf{rot} \bar{H} = 0$$

Электрическое поле

$$\nabla^2 \varphi_{эл} = 0$$

$$\bar{E} = -\mathbf{grad} \varphi_{эл}$$

$$\bar{\Delta} = \gamma \bar{E}$$

$$\mathbf{div} \bar{\Delta} = 0$$

$$\mathbf{rot} \bar{E} = 0$$

Плотность тока в электрическом поле $\bar{\Delta}$, которую мы будем рассматривать в качестве аналога магнитной индукции \bar{B} , следует отличать от плотности тока \bar{j} в области магнитного поля, являющейся его источником ($\mathbf{rot} \bar{H} = \bar{j}$).

Сопоставляя написанные уравнения, можно выделить пары аналогов. Так, например, легко измеряемая на электрической модели разность электрических потенциалов $\varphi_{эл1} - \varphi_{эл2}$ является аналогом разности скалярных магнитных потенциалов сходственных точек $\psi_{эл1} - \psi_{эл2}$, т.е. падения магнитного напряжения между этими точками оригинала, измерить которое в физическом эксперименте существенно сложнее.

Пользуясь терминологией и методами теории подобия, введем масштабы моделирования, связывающие величины-аналоги:

масштаб линейных размеров

$$l_m = m_l l_{op}$$

масштаб скалярного магнитного потенциала

$$\varphi_{эл} = m_\psi \psi.$$

Эти два масштаба, первый из которых является безразмерным, а второй имеет размерность [В/А = Ом], можно выбрать произвольно. Действительно, при любом отношении (m_ψ / m_l^2) уравнения Лапласа для обоих полей выполняются:

$$\nabla^2 \varphi_{эл} = \frac{\partial^2 \varphi_{эл}}{\partial x_m^2} + \frac{\partial^2 \varphi_{эл}}{\partial y_m^2} + \frac{\partial^2 \varphi_{эл}}{\partial z_m^2} = \frac{m_\psi}{m_l^2} \left(\frac{\partial^2 \varphi_{эл}}{\partial x_{op}^2} + \frac{\partial^2 \varphi_{эл}}{\partial y_{op}^2} + \frac{\partial^2 \varphi_{эл}}{\partial z_{op}^2} \right) = 0. \quad (16.1)$$

Остальные масштабы моделирования после этого должны определяться следующим образом:

масштаб напряженности магнитного поля:

$$E_x = -\frac{\partial \varphi_{эл}}{\partial x_m} = -\frac{m_\psi}{m_l} \frac{\partial \psi}{\partial x_{op}} = \frac{m_\psi}{m_l} H_x = m_H H_x, \quad (16.2)$$

где
$$m_H = \frac{m_\psi}{m_l}, \quad \frac{Ом}{м}.$$

Масштаб магнитной проницаемости, определяющий соотношение свойств сред оригинала и модели, задается выбором материала модели:

$$m_\mu = \frac{\gamma}{\mu}, \quad \frac{Ом^{-1} \cdot м^{-1}}{Гн \cdot м^{-1}} = \frac{А}{В \cdot с \cdot Ом} = \frac{1}{Ом^2 \cdot с}. \quad (16.3)$$

Масштаб индукции магнитного поля в этих условиях оказывается определенным:

$$\Delta_x = \gamma E_x = m_\mu \mu \cdot m_H H_x = m_\mu m_H \cdot \mu H_x = m_B B_x, \quad (16.4)$$

где
$$m_B = m_\mu m_H, \quad \frac{1}{Ом^2 \cdot с} \frac{Ом}{м} = \frac{1}{Ом \cdot м \cdot с}.$$

16.2.1. Пример прямой электрической модели

На левой части рис. 16.1 выделен участок 1-2-4-3 области магнитного поля в воздушном зазоре между двумя сердечниками, обладающими бесконечной магнитной проницаемостью, на поверхностях которых заданы значения скалярного магнитного потенциала. Боковые границы участка 1-3 и 2-4 совпадают с силовыми линиями поля, т.е. являются линиями уровня функции потока φ , ортогональными по отношению к эквипотенциалам скалярного магнитного потенциала. Разности значений скалярного магнитного потенциала $\psi_1 - \psi_3 = \psi_2 - \psi_4$ определяют падение магнитного напряжения между сердечниками (МДС зазора), а разности значений функции потока $\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_3 - \varphi_4$ определяют магнитный поток, проходящий через зазор на этом участке.

Прямая электрическая модель, выполненная из материала с электропроводностью γ , показана на правой части рисунка.

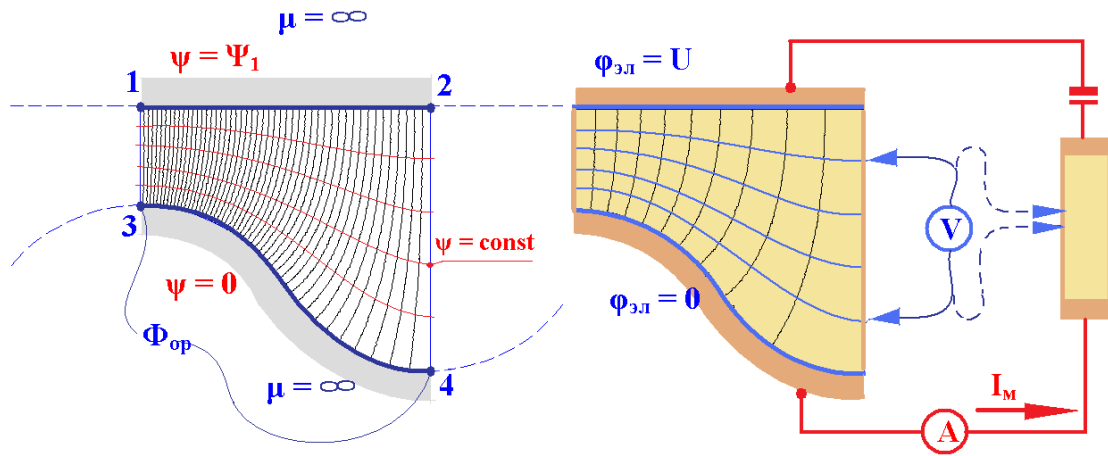


Рис. 16.1. Фрагмент магнитного поля в воздушном зазоре и прямая электрическая модель этого поля

Используя прямую аналогию, на модели с помощью вольтметра легко определить разность потенциалов, которая пропорциональна падению магнитного напряжения на сходственном участке оригинала.

16.2.2. Определение магнитной проводимости и коэффициента проводимости на прямой электрической модели

В оригинале магнитная проводимость Λ_μ связывает магнитный поток и МДС (разность скалярных магнитных потенциалов). Для участка 1-2-4-3 МДС равна Ψ_1 , т.к. потенциал нижнего сердечника принят равным нулю,

$$\Phi_{op} = \Lambda_\mu \Psi_1 = \mu_0 \lambda \cdot \Psi_1. \quad (16.5)$$

Аналогом потока Φ_{op} является ток модели I_m :

$$I_m = \frac{1}{R} U_1 = \Lambda_\gamma U_1 = \gamma \lambda \cdot U_1. \quad (16.6)$$

Коэффициент проводимости λ удобен тем, что, при одинаковой «глубине» оригинала и модели (т.е. при одинаковом их размере в направлении, перпендикулярном плоскости двумерного поля), для сходственных участков он имеет одно и то же значение.

Из приведенных выражений также следует, что при прямой аналогии аналогом магнитной проводимости оригинала является электрическая проводимость модели.

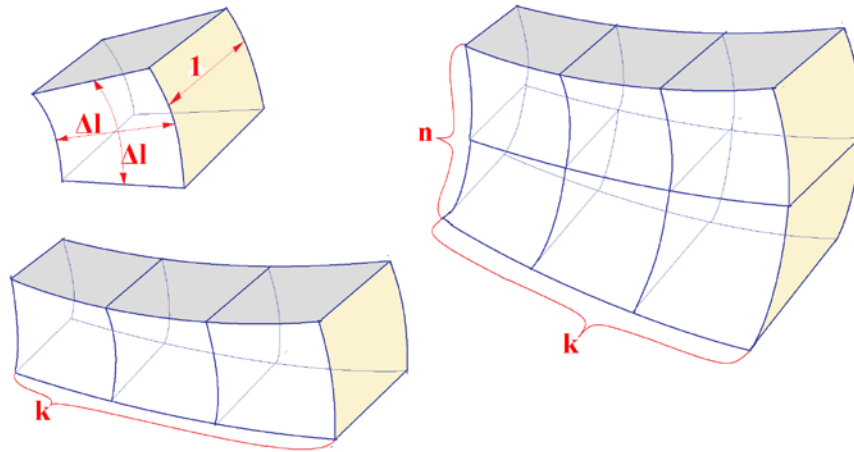


Рис. 16.2. К определению коэффициентов проводимости по картине поля

Ранее было показано, как по картине плоскопараллельного поля определить магнитную проводимость некоторого участка. Напомним, что проводимость каждой трубки поля, выделенной на этом участке, обратнопропорциональна числу k последовательно соединенных ее элементов, соответствующих криволинейным квадратам. Проводимость участка из n параллельных трубок по k элементов в каждой пропорциональна отношению n/k . Этому же значению равен определенный выше коэффициент проводимости такого участка.

На прямой электрической модели силовым линиям магнитного поля оригинала соответствуют линии тока, т.е. линии, в каждой точке которых вектор плотности тока $\bar{\Delta}$ направлен по касательной, подобно тому, как вектор \bar{B} является касательной к силовой линии поля оригинала. Для того чтобы построить линии тока, следует сначала найти на модели эквипотенциали $\varphi_{эл} = \text{const}$, а затем провести ортогональные к ним линии. Эта операция довольно трудоемка и поэтому определять проводимость на прямых моделях проще, измеряя элек-

трическое сопротивление. Для этой цели можно использовать и эталонную полосу из материала модели, включенную последовательно с ней, как это показано на рис. 16.1 справа.

16.3. Дуальность плоских лапласовых полей и обратная электрическая модель

При изучении аналитических методов расчета плоских магнитных полей, описываемых уравнением Лапласа, было установлено, что эти поля могут быть описаны как функцией потока φ , так и функцией скалярного магнитного потенциала ψ , причем линии уровня этих функций ортогональны по отношению друг к другу.

$$\nabla^2\varphi = 0 \quad + \quad \begin{array}{c} \text{граничные} \\ \text{условия} \\ \text{для } \varphi \end{array} \qquad \nabla^2\psi = 0 \quad + \quad \begin{array}{c} \text{граничные} \\ \text{условия} \\ \text{для } \psi \end{array}$$

Это дает основание предложить другую систему аналогов, соответствующую *обратной* электрической модели, в которой, в частности, магнитный поток моделируется напряжением.

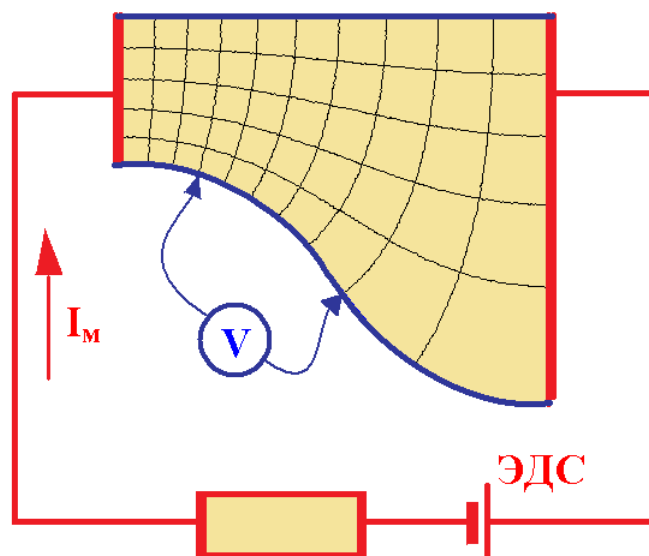


Рис. 16.3. Обратная электрическая модель

16.4. Обратная электрическая модель для воспроизведения плоского магнитного поля, заданного распределенными плотностями токов

Допустим, мы хотим смоделировать магнитное поле, созданное обмоткой возбуждения явнополюсной синхронной машины, показанное на рис. 16.4.

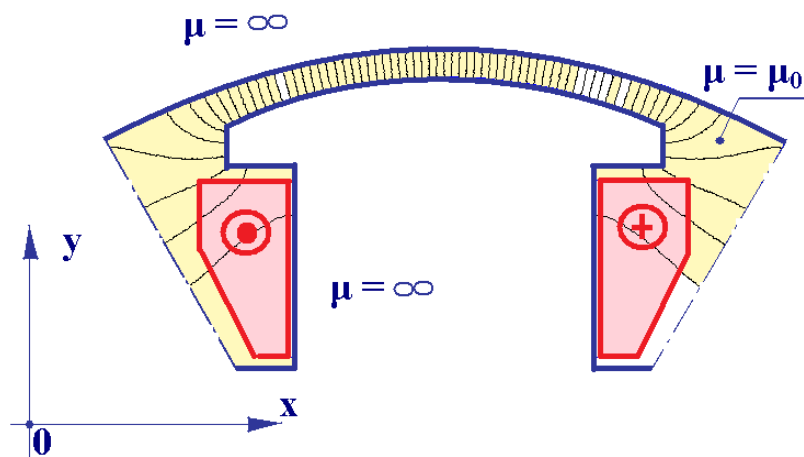


Рис. 16.4. Магнитное поле на полюсном делении явнополюсной машины

Двухмерное поле оригинала описывается уравнением Пуассона

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu j_z \quad (16.7)$$

Здесь A_z и j_z – составляющая векторного магнитного потенциала и плотность тока в направлении, перпендикулярном плоскости поля, причем плотность тока задана на участках области задачи, соответствующих поперечному сечению обмотки возбуждения.

На модели, к участкам, воспроизводящим сечения обмотки возбуждения, также надо подвести токовводы, обеспечивающие на сходственных участках модели плотность тока, пропорциональную j_z .

Найдем уравнение, которым описывается распределение электрического потенциала в модели из проводящего листа с электропроводностью γ при усло-

вии, что к некоторому участку модели через цилиндрический токоввод сечением S подводится ток $I_{\text{вв}}$. Плотность тока во вводе равна δ .

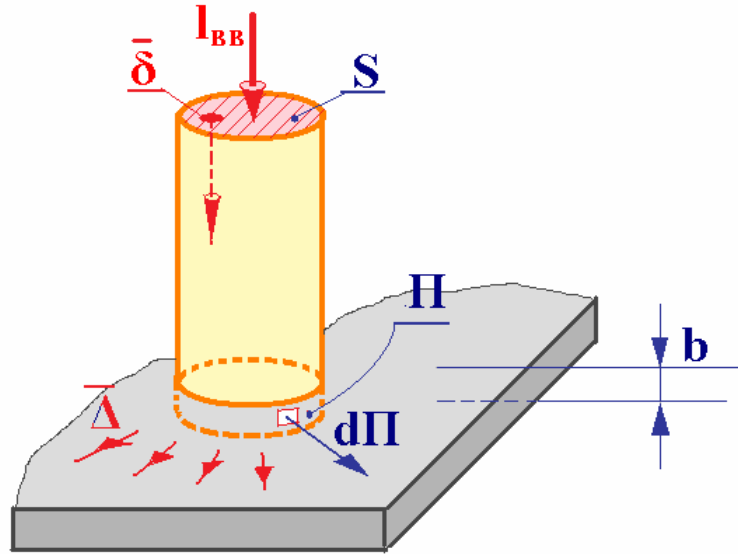


Рис. 16.5. К выводу уравнения поля в модели

На рис. 16.5 обозначено: $\Pi = 2\pi r \cdot b$ – площадь части токоввода, погруженной в электропроводящий слой модели, r – радиус цилиндрического токоввода.

Уравнение, описывающее распределение потенциала $\varphi_{\text{эл}}$ в модели, получим, пользуясь известными определениями:

$$I_{\text{вв}} = S \cdot \delta = \int_{\Pi} \bar{\Delta} d\Pi \cdot \quad (16.8)$$

$$\mathbf{div} \bar{\Delta} = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{\int_{\Pi} \bar{\Delta} d\Pi}{S \cdot b} = \frac{S \cdot \delta}{S \cdot b} = \frac{\delta}{b} \quad (16.9)$$

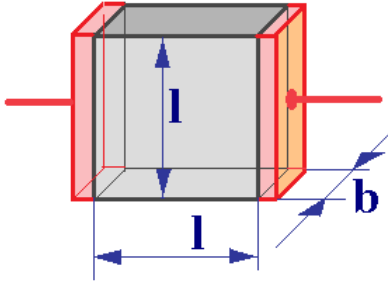
С учетом того, что $\bar{\Delta} = \gamma \bar{E}$ и $\bar{E} = -\mathbf{grad} \varphi_{\text{эл}}$

$$-\mathbf{div} \bar{E} = -\frac{\mathbf{div} \bar{\Delta}}{\gamma} = \mathbf{div}(\mathbf{grad} \varphi_{\text{эл}}) = \nabla(\nabla \varphi_{\text{эл}}) = \nabla^2 \varphi_{\text{эл}} \quad (16.10)$$

и после подстановки получим уравнение Пуассона:

$$\nabla^2 \varphi_{\text{эл}} = \frac{\partial^2 \varphi_{\text{эл}}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_{\text{эл}}}{\partial y^2} = -\frac{\delta}{b \cdot \gamma} \quad (16.11)$$

Сопротивление квадратного участка модели, которая может быть выполнена, например, из листа электропроводящей бумаги, равно



$$R_{кв} = \rho \frac{l}{l \cdot b} = \frac{\rho}{b} = \frac{1}{\gamma \cdot b} \quad (16.12)$$

С учетом этого уравнение Пуассона для модели можно записать следующим образом:

$$\nabla^2 \varphi_{эл} = -R_{кв} \cdot \delta, \quad (16.13)$$

Рис. 16.6. К определению сопротивления квадратного участка модели

что позволяет, сравнивая его с уравнением Пуассона для оригинала (16.7), выделить следующие пары аналогов:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{эл} &= m_A A_z \\ \delta &= m_j j_z \\ R_{кв} &= m_\mu \mu \\ l_{мод} &= m_l l_{ор} \end{aligned} \right\} \quad (16.14)$$

Выразив величины модели через величины оригинала с помощью масштабов моделирования, уравнение Пуассона для модели можно записать в виде:

$$\frac{m_A}{m_l^2} \nabla^2 A_z = -m_\mu m_j \mu \cdot j_z. \quad (16.15)$$

Последнее выражение будет тождественно (16.7) в том случае, если

$$\frac{m_A}{m_l^2 m_\mu m_j} = 1. \quad (16.16)$$

Из четырех масштабов моделирования три можно выбрать произвольно, четвертый будет найден из (16.16). Рассмотрим кратко способы выбора масштабов моделирования.

Масштаб векторного магнитного потенциала

$$m_A = \frac{\varphi_{эл}}{A_z} = \frac{\Delta \varphi_{эл}}{\Delta A_z} = \frac{U_{мод}}{\left(\frac{\Phi_{ор}}{l_z} \right)} \quad (16.17)$$

определяется тем, какое напряжение на модели мы ставим в соответствие магнитному потоку оригинала, т.е., в сущности, он определяется выбором напряжения источника питания модели и пределов измерения приборов.

Масштаб магнитной проницаемости

$$m_{\mu} = \frac{R_{кв}}{\mu} = \frac{R_{кв}}{\mu_0} \quad (16.18)$$

определяется выбором материала модели, например, определенного сорта электропроводящей бумаги с указанным для него значением сопротивления $R_{кв}$. В (16.18) в качестве магнитной проницаемости среды оригинала взято μ_0 , в предположении, что в модели воспроизводится поле, существующее в немагнитном пространстве оригинала, как правило, в воздушной среде. О воспроизведении в модели поля, существующего в ферромагнитных элементах оригинала, будет сказано немного позже.

Масштаб линейных размеров

$$m_l = \frac{l_{мод}}{l_{ор}} \quad (16.19)$$

в случае модели из сплошной среды (фольга, электропроводящая бумага) является масштабом геометрического подобия. В случае сеточной модели этот масштаб выбирается произвольно.

Четвертый масштаб, – плотности тока, – определяется из (16.16):

$$m_j = \frac{m_A}{m_l^2 m_{\mu}} \quad (16.20)$$

При выбранных масштабах моделирования определенным оказывается ток в токовводе модели:

$$I_{вв.мод} = S_{мод} \cdot \delta = m_l^2 S_{ор} \cdot m_j j_z = m_l^2 m_j S_{ор} j_z = m_l^2 m_j I_{вв.ор} = m_l I_{вв.ор}, \quad (16.21)$$

$$m_l = m_l^2 m_j \quad (16.22)$$

Заметим, что размерности масштабов моделирования для обратной модели отличаются от размерностей масштабов прямой модели.

Важный вывод заключается в том, что на основе *обратной* аналогии можно сделать электрическую модель, в которой токи в обмотках оригинала будут воспроизводиться токами во вводах модели, приложенных к сходственным участкам модели. Особенно важно то, что этот вывод можно распространить и на переменные поля. И так же, как в оригинале переменные токи обмоток создают перемещающееся в пространстве (в частности, вращающееся) магнитное поле, переменные токи в модели создают *перемещающееся в пространстве электрическое поле*. Более того, обратные электрические модели на переменном токе позволяют воспроизводить *процессы* в проводящих средах, в частности, наведение вихревых токов в массивных проводниках.

16.5. Моделирование переменного электромагнитного поля на обратных электрических моделях

При наличии массивной проводящей среды распределение поля в ней при условии, что источниками поля являются переменные токи, описывается *уравнением теплопроводности*:

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x_{op}^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y_{op}^2} = -\mu \cdot \gamma \frac{\partial A_z}{\partial t}. \quad (16.23)$$

В модели индуцированные токи можно воспроизвести с помощью распределенных конденсаторных вводов (рис. 16.7).

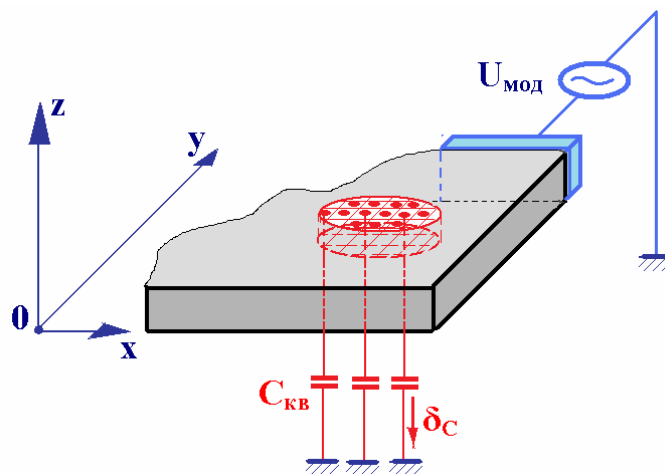


Рис. 16.7. Моделирование массивного проводника на обратной модели

При наличии емкостных токовводов распределение электрического поля в модели описывается следующим уравнением:

$$\frac{\partial^2 \varphi_{эл}}{\partial x_{мод}^2} + \frac{\partial^2 \varphi_{эл}}{\partial x_{мод}^2} = -R_{кв} C_{кв} \frac{\partial \varphi_{эл}}{\partial t}. \quad (16.24)$$

Из сопоставления (16.23) и (16.24) следует система аналогов

$$\begin{aligned} \varphi_{эл} &= m_A A_z \\ l_{мод} &= m_l l_{оп} \\ R_{кв} &= m_\mu \mu \\ C_{кв} &= m_\gamma \gamma \\ t_{мод} &= m_t t_{оп} \end{aligned} \quad (16.25)$$

и соотношение между масштабами моделирования:

$$\frac{m_t}{m_l^2 m_\mu m_\gamma} = 1. \quad (16.26)$$

Таким образом, используя конденсаторные токовводы, мы можем на обратной электрической модели одновременно воспроизвести переменное магнитное поле, создаваемое в оригинале переменными токами обмоток, и токи, индуцированные в массивных проводниках, например, в стержнях короткозамкнутой обмотки ротора. Важно то, что индуцированные токи воспроизводятся с учетом эффекта вытеснения. Регулируя частоту источника питания модели, можно моделировать процессы при различных скольжениях, т.е. в случае асинхронного двигателя можно смоделировать *процессы* пуска и изменения нагрузки.

16.6. Сеточные электрические модели

К идее *сеточных моделей* или, как иногда говорят, *резистивных сеток*, легко прийти, рассматривая модель из таких сплошных сред, как электропроводящая бумага или фольга. Вырежем (аккуратно!) на такой модели квадраты, как показано на рис. 16.8, и затем удалим вырезанное. Оставшаяся система перемычек вполне может быть заменена резисторами, сопротивление которых нетрудно рассчитать. Образовавшаяся в результате такой операции резистивная

сетка при условии, что *дискретизация* исходной области достаточно подробна, обладает по сравнению с моделью из сплошной среды по крайней мере тремя важными преимуществами.

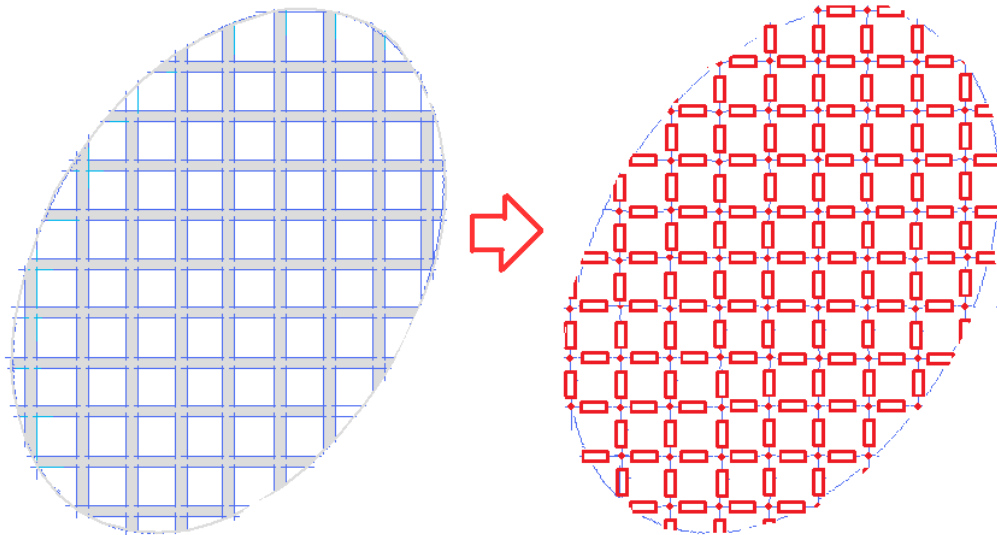


Рис. 16.8. Образование резистивной сетки

Во-первых, резисторы можно подобрать (откалибровать) так, чтобы их сопротивления очень незначительно отличались от номинального значения, в то время как в моделях из бумаги или фольги возможны неоднородные включения, обусловленные различными технологическими причинами. Эти включения снижают точность моделирования. Во-вторых, не являясь точным геометрическим подобием оригинала, резистивная сетка может быть деформирована или разбита на блоки так, чтобы точки, в которых необходимо производить измерения, были легко доступны, а сама модель была компактна и удобна для работы. В-третьих, и это, пожалуй, основное, в сеточной модели легко могут сочетаться участки области поля, существенно отличающиеся по размерам, например, малый воздушный зазор и относительно большие раскрытия пазов или межполюсные зоны в явнополюсных машинах. Переход от участков модели, соответствующих малым участкам оригинала, к участкам модели, соответ-

ствующим большим участкам, может быть выполнен с помощью переходных зон, сопротивления резисторов в которых рассчитываются из условия наименьшей погрешности воспроизведения поля. Схема одного из возможных вариантов переходной зоны, без указания относительных значений сопротивлений, показана на рис. 16.9.

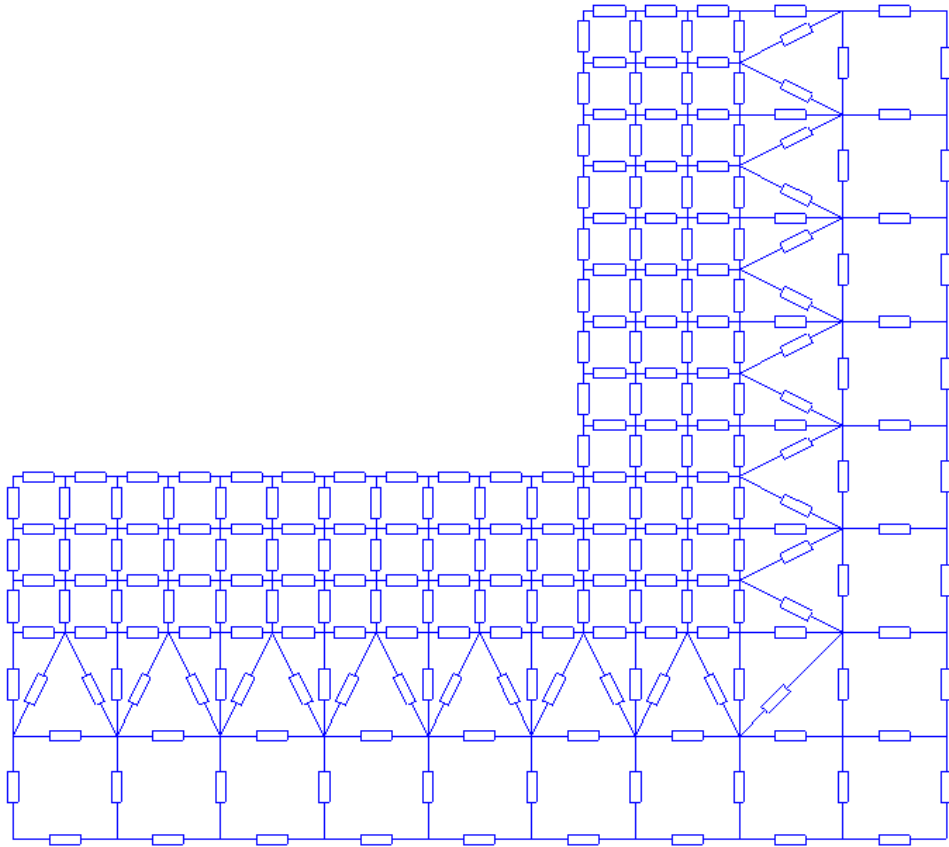


Рис. 16.9. Пример выполнения переходной зоны в сеточной модели

16.7. Моделирование насыщающихся участков магнитопровода

Рассмотрим элемент магнитопровода с размерами $l_x = b_{op}$, $l_y = h_{op}$, $l_z = l_{z.op}$, по которому в направлении оси u проходит поток Φ_{op} (рис. 16.10). Величины оригинала связаны с величинами обратной электрической модели следующим образом:

$$\frac{\Phi_{op}}{l_{z.op}} = \Delta A_z = \frac{\Delta\varphi_{эл}}{m_A} = \frac{U_{mod}}{m_A}. \quad (16.27)$$

Выведем выражение для аналога падения магнитного напряжения на элементе оригинала.

$$\begin{aligned} F &= H \cdot h_{op} = \frac{B}{\mu} h_{op} = \frac{\Phi_{op}}{b_{op} l_{z.op}} \frac{1}{\mu} h_{op} = \\ &= \frac{\Delta\varphi_{эл} l_{z.op}}{m_A b_{op} l_{z.op}} \frac{m_\mu}{R_{кв}} h_{op} = \left(\frac{m_\mu}{m_A} \right) \left(\frac{1}{R_{кв}} \frac{h_{op}}{b_{op}} \right) \Delta\varphi_{эл} \end{aligned}$$

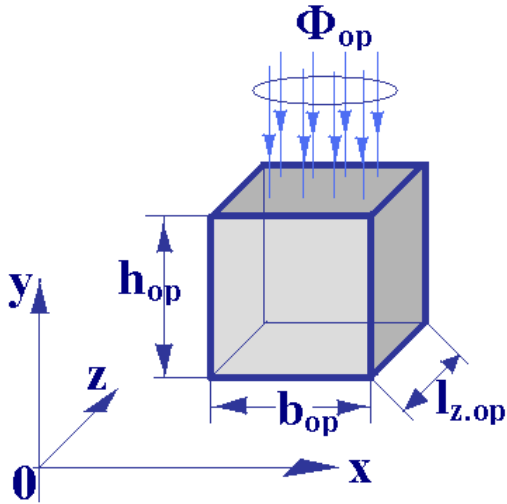


Рис. 16.10. Элемент магнитопровода

Используем соотношение между масштабами моделирования для обратной модели (см. 16.20):

$$\frac{m_A}{m_l^2 m_\mu m_j} = 1 \quad (16.28)$$

После подстановки

$$\frac{m_A}{m_l^2} = m_\mu m_j$$

получим:

$$F = \frac{1}{m_l} \left(\frac{U_{mod}}{R_{кв} \frac{b_{op}}{h_{op}}} \right) = \frac{1}{m_l} I_{mod} = \frac{1}{m_F} I_{mod}. \quad (16.29)$$

Из (16.29) следует, что падение магнитного напряжения на участке магнитопровода, **ориентированного вдоль потока**, воспроизводится в модели током через элемент-аналог модели, причем с тем же масштабом, что и токи оригинала.

На рис. 16.11 элемент обратной электрической модели, замещающий элемент магнитопровода оригинала, изображен в виде нелинейного резистора. Действительно, поскольку согласно (16.25) аналогом магнитной проницаемости является активное сопротивление, нелинейные свойства стали магнитопро-

вода, обусловленные насыщением, должны воспроизводиться резисторами с нелинейными вольт-амперными характеристиками.

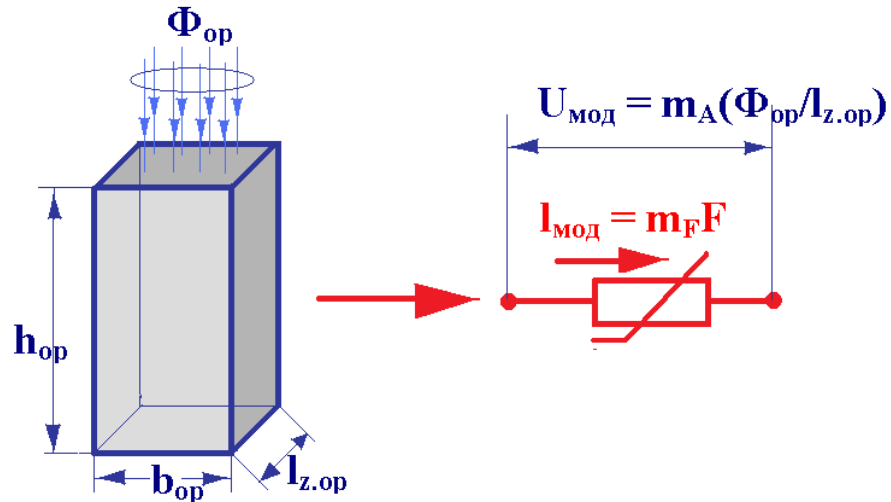


Рис. 16.11. Моделирование элемента магнитопровода в обратной модели

Выражение для вольт-амперной характеристики нелинейного резистора может быть получено, если известна кривая намагничивания элемента оригинала $\Phi(F)$ (или кривая намагничивания материала магнитопровода $B(H)$ и размеры элемента) и масштабы моделирования. Активное сопротивление резистора является аналогом магнитной проводимости элемента оригинала:

$$\Lambda_{\mu} = \frac{\Phi}{F} = \frac{\left(\frac{l_{z.оп}}{m_A}\right) U_{мод}}{\left(\frac{1}{m_F}\right) I_{мод}} = \left(\frac{m_F}{m_A}\right) l_{z.оп} R_{мод} = \frac{m_i^2 m_j}{m_A} l_{z.оп} R_{мод} = \frac{1}{m_{\mu}} l_{z.оп} R_{мод},$$

откуда

$$R_{мод} = m_{\mu} \frac{1}{l_{z.оп}} \Lambda_{\mu} \quad (16.30)$$

Нелинейные элементы с требуемыми вольт-амперными характеристиками могут быть выполнены по различным схемам. На рис. 16.12 приведены некоторые из них. В верхней части рисунка показана схема элемента на постоянном токе, в которой используются т.наз. опорные источники ЭДС. Подбором ак-

тивных сопротивлений и ЭДС источников можно добиться вполне достаточной точности воспроизведения кривой намагничивания.

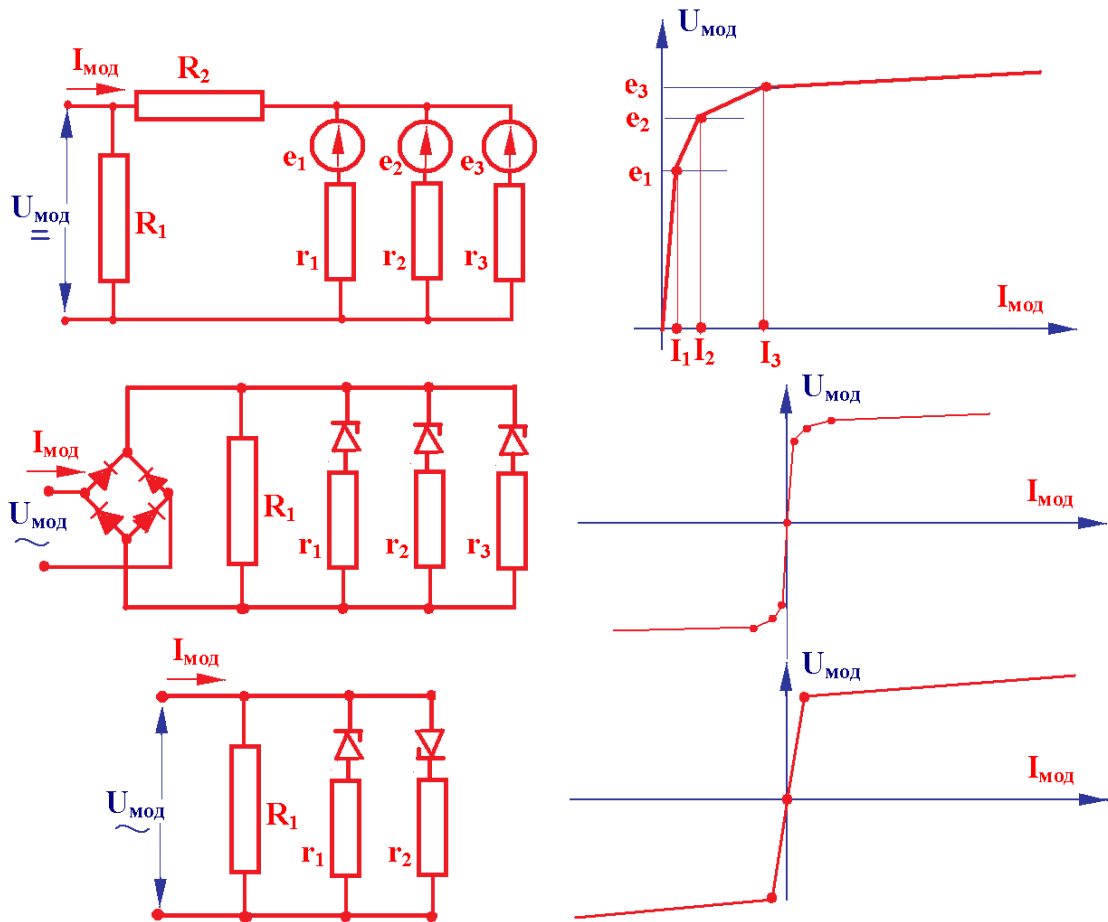


Рис. 16.12. Схемы и вольт-амперные характеристики нелинейных элементов

В средней части рисунка показана схема нелинейного элемента на стабилитронах, предназначенная для включения в модель, работающую на переменном токе. Хорошо зарекомендовали себя простейшие нелинейные элементы без выпрямительного мостика, в которых два одинаковых стабилитрона включены встречно. Схема их показана в нижней части рисунка.

Итак, сеточные модели, основанные на обратной аналогии, позволяют моделировать все основные процессы в электрических машинах, включая такие сложные нелинейные явления, как насыщение и вытеснение тока. Главным достоинством этих моделей является быстрое действие – исследуемое поле оригинала воспроизводится практически мгновенно. Основным же недостатком их за-

ключается в необходимости изготавливать каждую модель индивидуально, что требует значительных затрат времени и труда. Однако при надлежащей организации производства и унификации элементов и блоков этот недостаток может быть в значительной мере устранен.