

Моделирование сложных электромагнитных компонентов при помощи Spice-симулятора LTspice/SwCAD III

Валентин ВОЛОДИН
valvolodin@narod.ru

В статье описывается моделирование трансформаторов и индукторов, имеющих сложные сердечники, средствами бесплатного симулятора LTspice/SwCAD III. Описанная в статье методика не ориентирована на специфические особенности LTspice/SwCAD III и поэтому может быть использована и в других подобных симуляторах.

Основные типы магнитопроводов

Практически все известные виды вторичных источников питания содержат электромагнитные компоненты, такие как трансформаторы и индуктивности (дроссели, индукторы, реакторы). Обычно эти компоненты имеют одну или несколько обмоток, намотанных поверх магнитопровода из ферромагнитного материала. Использование ферромагнитных материалов позволяет улучшить электрические параметры электромагнитных компонентов, а также уменьшить их размеры и массу.

По аналогии с электрическими цепями, магнитопроводы электромагнитных компонентов иногда называют магнитными цепями. В свою очередь, магнитные цепи, как и электрические, могут быть неразветвленными и разветвленными. На рис. 1 показаны два типа трансформаторов, один из которых имеет неразветвленный (рис. 1а), а другой разветвленный (рис. 1б) магнитопроводы. Здесь также указаны основные уравнения, соответствующие этим магнитопроводам.

На практике трансформаторы, используемые в источниках питания, имеют в основном неразветвленный магнитопровод или с небольшими допущениями могут таковыми считаться.

Трансформаторы с разветвленным магнитопроводом обычно используются в применениях с количеством фаз 3 и более.

Существуют также электромагнитные компоненты, имеющие сложный магнитопровод, являющийся комбинацией неразветвленных и разветвленных участков. Подобные магнитопроводы имеют различные интегрированные электромагнитные компоненты, совмещающие в себе несколько электромагнитных узлов, например, трансформатор и дроссель.

Встроенные средства SPICE-симуляторов, предназначенные для моделирования электромагнитных компонентов

Для моделирования электромагнитных компонентов во всех SPICE-симуляторах есть

стандартные библиотечные модели. Например, в симуляторе LTspice/SwCAD III такими моделями являются:

1. Модель линейной индуктивности.
2. Модель нелинейной индуктивности.
3. Модель магнитной связи.

Модель линейной индуктивности

Модель линейной индуктивности в LTspice/SwCAD III имеет вид, представленный на рис. 2. Здесь, кроме индуктивности (Inductance), учитываются масса паразитных параметров, таких как последовательное сопротивление обмотки R_{ser} (Series Resistance), сопротивление потерь между выводами обмотки R_{par} (Parallel Resistance) и межвитковая емкость C_{par} (Parallel Capacitance). Настроить основные и паразитные параметры модели можно в окне настройки (рис. 3), которое вызывается щелчком правой кнопкой мышки по индуктивности L1 (или L2). Здесь индуктивность измеряется в генри, емкость в фарадах, а сопротивление в омах. Опция Show Phase Dot позволяет делать видимой и скрывать индикацию начала обмотки.

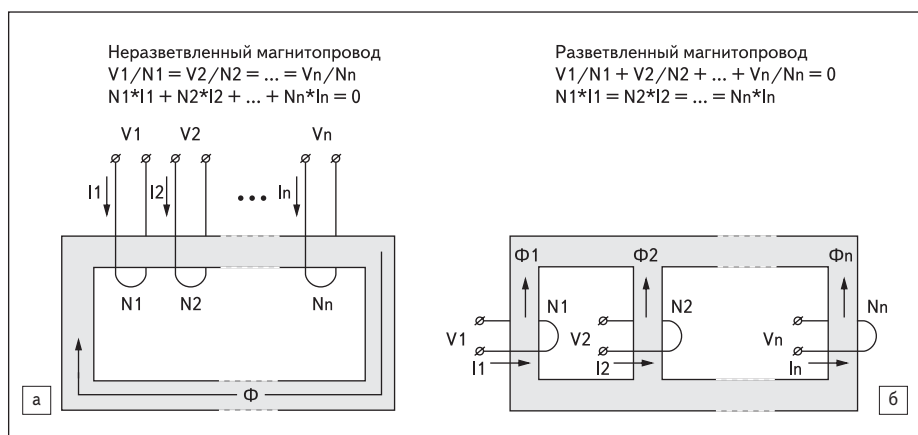


Рис. 1. Два основных типа магнитопроводов трансформаторов

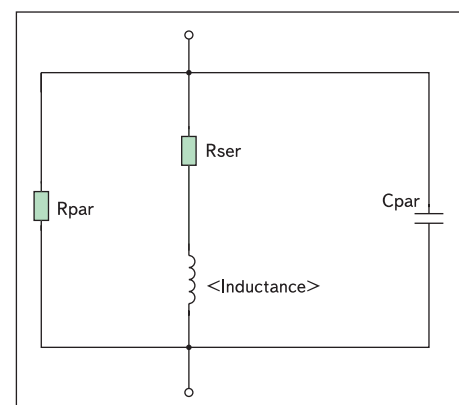


Рис. 2. Модель линейной индуктивности, используемая в программе LTspice/SwCAD III

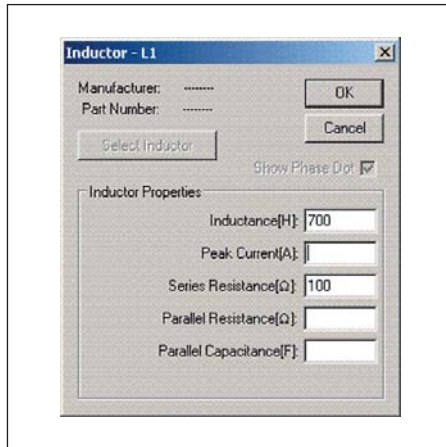


Рис. 3. Меню настройки индуктивности

Указание паразитных параметров элементов позволяет получить более реалистичную картину моделирования. Некоторые паразитные параметры LTspice/SwCAD III определяет сам, если пользователь не указывает их конкретную величину. Например, по умолчанию, LTspice/SwCAD III считает, что $R_{ser} = 0,001 \text{ Ом}$.

Модель нелинейной индуктивности

В Spice-симуляторах для моделирования нелинейной индуктивности с ферромагнитным сердечником (далее по тексту индуктор) чаще всего используется модель Джилса-Атертона.

В LTspice/SwCAD III используется упрощенная гистерезисная модель магнитного сердечника, которую в 1991 году предложил Джон Чан [1]. Модель использует только основные параметры петли гистерезиса, перечисленные в таблице 1 и показанные на рис. 4.

Наряду с параметрами петли гистерезиса, при описании индуктора учитываются ли-

Таблица 1. Основные параметры петли гистерезиса

Параметр	Описание	Единицы измерения
Hc	Коэрцитивная сила	А/м
Br	Остаточная индукция	Тл
Bs	Индукция насыщения	Тл

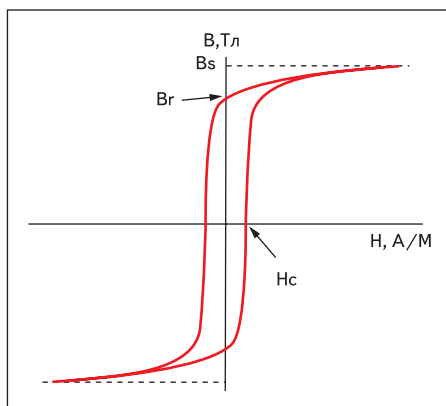


Рис. 4. Параметры петли гистерезиса магнитного материала

Таблица 2. Линейные размеры сердечника

Параметр	Описание	Единицы измерения
Lm	Средняя длина магнитной линии (исключая немагнитный зазор)	м
Lg	Длина немагнитного зазора	м
A	Сечение сердечника	м ²
N	Количество витков	—

нейные размеры сердечника, а также количество витков катушки (табл. 2).

Допустим, нам нужно моделировать индуктивность с обмоткой из $N = 21$ витков, которая намотана на магнитопровод из феррита М3000НМС1, состоящий из четырех комплектов ПК40×18. Магнитопровод ПК40×18 имеет площадь сечения $A = 2,2 \text{ см}^2$ и среднюю длину магнитной силовой линии $L_m \approx 200 \text{ мм}$. В отличие от обычных ферритов, М3000НМС1 может использоваться в сравнительно сильных магнитных полях и имеет следующие параметры петли гистерезиса: $B_s = 0,45 \text{ Тл}$ (при $H = 800 \text{ А/м}$), $B_r \approx 0,33 \text{ Тл}$ (при $H = 100 \text{ А/м}$ и $T = 60 \text{ °C}$), $B_r = 0,1 \text{ Тл}$ и $H_c = 12 \text{ А/м}$. Если в магнитопроводе предусмотрен немагнитный зазор длиной $L_g = 0,07 \text{ мм}$, то строка настройки модели будет выглядеть следующим образом:

$H_c=12 \ B_s=0,45 \ B_r=0,10 \ A=0,00088 \ L_m=0,2 \ L_g=0,00007 \ N=21.$

Эту строчку нужно ввести в качестве параметра Inductance (H) в меню настройки индуктивности (рис. 3).

Способ задания индуктора, используемый в LTspice/SwCAD III, достаточно привлекателен, так как при описании сердечника использует доступные справочные данные, а также понятные и легко контролируемые параметры самого сердечника и катушки.

Сравнение результатов моделирования с практическими результатами показало высокую достоверность используемой модели, которая в некоторых случаях даже превосходит достоверность модели Джилса-Атертона.

Модель магнитной связи

Модель магнитной связи позволяет создавать идеальный трансформатор, используя модели нескольких линейных индуктивностей. На рис. 5 изображен стандартный способ задания идеального трансформатора.

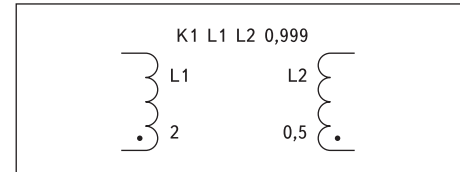


Рис. 5. Spice-модель идеального 2-обмоточного трансформатора

В данном случае трансформатор имеет две обмотки — L1 и L2. Индуктивности этих обмоток имитируют соответствующие индуктивности намагничивания трансформатора. Для создания магнитной связи между обмотками трансформатора служит фиктивный компонент K, в качестве параметров которого указаны индуктивности, между которыми нужно осуществить связь, и соответствующий коэффициент связи, который может принимать значения от 0 до 1. Для реальных трансформаторов этот коэффициент связи обычно находится в диапазоне 0,9–0,999.

Проблемы корректного моделирования трансформатора с разветвленным магнитопроводом

Идеальный трансформатор позволяет моделировать трансформатор с неразветвленным магнитопроводом, работающим на линейном участке. Попытка таким же образом моделировать трансформатор с разветвленным магнитопроводом требует большой осторожности, так как может привести к серьезным ошибкам, одна из которых показана на рис. 6.

Согласно рис. 6, взаимная фазировка обмоток 3-обмоточного и трехстержневого трансформатора зависит от того, какая об-

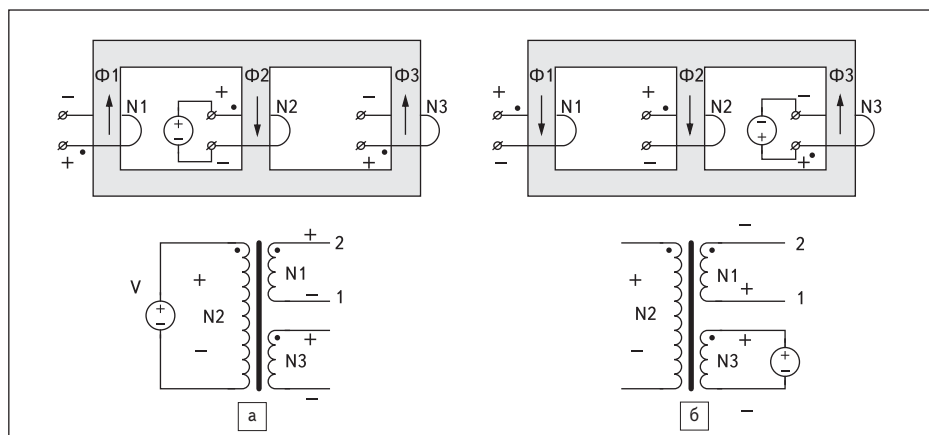


Рис. 6. Типичная ошибка неверного моделирования разветвленного трансформатора

мотка в данный момент подключена к источнику напряжения. Например, если источник напряжения подключен к обмотке N2 на среднем стержне (рис. 3а), то в рассматриваемый момент времени на выводе 1-N1 будет «-», а на выводе 2-N1 будет «+». Если источник напряжения подключить к обмотке N3 на крайнем стержне (рис. 3б), то фаза напряжения на выводах N1 будет сдвинута на 180°, то есть теперь на 1-N1 будет «+», а на 2-N1 будет «-». Если же этот трансформатор моделировать как неразветвленный, то ничего подобного происходить не будет. В этом случае взаимная фазировка обмоток будет сохраняться независимо от того, к какой из обмоток подключен источник напряжения.

Следовательно, для корректного моделирования электромагнитных компонентов с разветвленным или сложным магнитопроводом необходимо создавать специальные модели, способные имитировать их физическую структуру. Наиболее распространенным является метод создания модели, использующий модель магнитного сопротивления. Этот метод имеет преимущество благодаря простоте генерации модели. При этом между имитационной моделью и физическим компонентом сохраняется вполне очевидная взаимосвязь, что упрощает процесс создания модели, а также позволяет избежать многих ошибок.

Принцип подобия электрических и магнитных цепей

Процесс создания модели связан с трансляцией физической структуры магнитного компонента в электрическую схему. Подобное преобразование возможно благодаря принципу подобия, согласно которому к расчету магнитных цепей применимы все приемы расчета электрических цепей с нелинейными сопротивлениями [2]. В этом случае используются следующие аналогии между электрическими и магнитными величинами:

1. Электродвижущая сила — ЭДС (V) и магнитодвижущая сила — МДС (F).
2. Напряженность электрического поля (E) и напряженность магнитного поля (H).

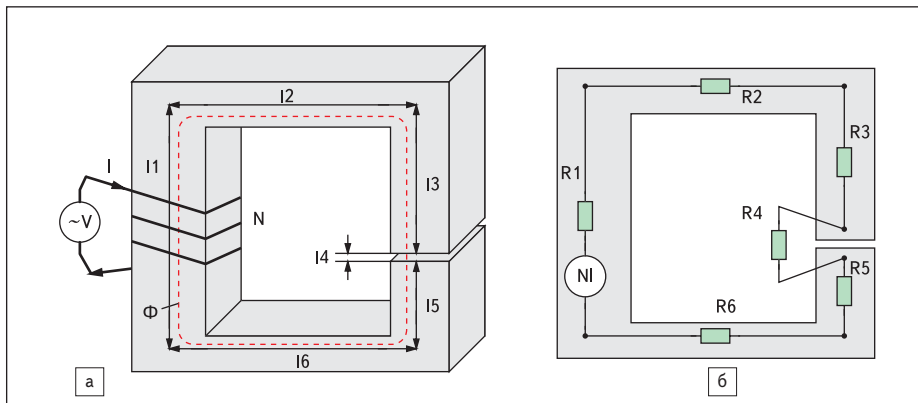


Рис. 7. Моделирование индуктора с неразветвленным магнитопроводом и немагнитным зазором

3. Электрический ток (I) и магнитный поток (Φ).
4. Плотность электрического тока (J) и плотность магнитного потока (B).
5. Электрическое сопротивление (R) и магнитное сопротивление (R).
6. Проводимость (s) и проницаемость (μ).

Сравнение электрических и магнитных величин произведено в таблице 3.

Таблица 3. Сравнение между электрическими и магнитными параметрами цепей

Электричество	Магнетизм
V = электрическое напряжение (электродвижущая сила); E = напряженность электрического поля $V = -\int \vec{E} \times d\vec{l}_e = E \times l_e$; $E = V/l_e$	F = NI = магнитное напряжение (магнитодвижущая сила); H = напряженность магнитного поля $F = \oint \vec{H} \times d\vec{l}_m = H \times l_m$; $H = F/l_m = NI/l_m$
J = плотность тока; $J = \sigma E$; σ = удельная электропроводность	B = плотность магнитного потока; $B = \mu H$, где μ = μ ₀ μ _r — абсолютная проницаемость; μ _r — относительная проницаемость; μ ₀ — проницаемость вакуума; μ ₀ = 4π × 10 ⁻⁷ Н/м
I = электрический ток; $I = \int \vec{J} \times d\vec{S} = J \times A_c$, где A _c — сечение проводника	Φ = магнитный поток; $\Phi = \int \vec{B} \times d\vec{S} = B \times A_m$, где A _c — сечение магнитопровода
R = сопротивление; $R = V/I = l_e/(\sigma A_c)$; G = 1/R = проводимость	R = магнитное сопротивление; $R = F/\Phi = l_m/(\mu \times A_m) = N^2/L$; P = 1/R = проницаемость

Индуктивность магнитной цепи непосредственно связана с магнитным сопротивлением R и количеством витков в обмотке N:

$$L = N^2/R = N^2P. \quad (1)$$

Аналогично для взаимной индуктивности:

$$M_{12} = (N_1 N_2)/R_{12} = N_1 N_2 P_{12}.$$

Воспользовавшись принципом подобия, создадим модель индуктора с неразветвленным магнитопроводом различного сечения и немагнитным зазором, общий вид которого изображен на рис. 7а. Обычно модель разрабатывается в следующей последовательности:

1. Магнитопровод делится на части, включая немагнитный зазор, и каждой части присваивается соответствующее магнитное сопротивление (рис. 7б).

2. Вычисляется магнитное сопротивление каждой части. Для участков магнитопровода:

$$R_1 = l1/(\mu_0 \mu_r A_{m1}); R_2 = l2/(\mu_0 \mu_r A_{m2}); R_3 = l3/(\mu_0 \mu_r A_{m3}); R_5 = l5/(\mu_0 \mu_r A_{m5}); R_6 = l6/(\mu_0 \mu_r A_{m6}).$$

Для немагнитного зазора:

$$R_4 = l4/(\mu_0 A_{m6}).$$

3. Присваивается магнитное напряжение источнику с ампервитками F = NI.
4. Рисуем эквивалентную цепь, показанную на рис. 8.

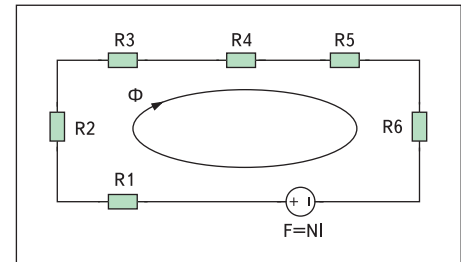


Рис. 8. Результирующая модель магнитной цепи индуктора

Некоторые симуляторы, такие как SIMPLORER, используют именно этот принцип для моделирования сложных магнитных цепей. Для этого в библиотеке симулятора есть соответствующие элементы, такие как источник магнито-движущей силы (MMF), источник магнитного потока (FLUX), магниторезистор (RMAG), обмотка (ELTOMAG) и т. д. И все же, если вам понадобилось создать модель сложного трансформатора или дросселя, то можете пока не торопиться с покупкой и изучением достаточно дорогого и сложного симулятора. С таким же успехом подобное моделирование можно произвести и в понравившемся нам LTspice/SwCAD III. Для создания реалистичной модели разветвленного магнитопровода нам будет достаточно всего лишь его модели нелинейного индуктора.

Дуальность физических цепей

Под дуальностью или двойственностью обычно понимают аналогичность математи-

Таблица 4. Дуальные пары

Величина	↔	Дуальная величина
V		I
I		V
R		G = 1/R
G		R = 1/G
C		L
L		C
Разомкнутая цепь		Замкнутая цепь
Замкнутая цепь		Разомкнутая цепь
Генератор напряжения		Генератор тока
Генератор тока		Генератор напряжения
Ветвь		Узел
Узел		Ветвь

ческого описания различных процессов, происходящих в различных физических цепях. В таблице 4 указаны типичные дуальные пары для электрических цепей.

Модель неразветвленной магнитной цепи

Чтобы преобразовать модель магнитной цепи в соответствующую ей электрическую схему, необходимо проделать следующие шаги [3]:

1. Исходя из структуры моделируемого электромагнитного устройства, начертить соответствующую схему магнитной цепи (рис. 7, 8).
2. Используя двойственность, конвертировать модель сопротивлений (R) в модель проводимостей (P). В этом случае последовательные цепи превращаются в параллельные, магнитный поток превращается в магнитное напряжение, а источник магнитного напряжения превращается в источник тока (рис. 9а).
3. Чтобы убрать витки из источника тока, умножим величины магнитных проводимостей на количество витков N (рис. 9б).
4. Согласно закону Фарадея, в течение времени τ всякое изменение магнитного потока $\Delta\Phi$, пронизывающего обмотку N , независимо от причины, вызвавшей изменение потока, наведет в обмотке напряжение V [4]:

$$V = (N\Delta\Phi)/\tau. \quad (2)$$

Таким образом, магнитный поток имеет вольт-секундную зависимость, и его изменение зависит только от количества витков обмотки, намотанной поверх магнитопровода, и времени, в течение которого к этой обмотке приложено напряжение. Материал сердечника, а также его длина и сечение не оказывают какого-либо влияния на изменение потока. Если считать, что нас не ограничивают временные рамки и магнитный поток изменяется от 0, то без всякой потери точности вместо $\Delta\Phi$ можно использовать Φ и записать закон Фарадея в несколько упрощенной форме: $V = N \times \Phi$. Теперь, чтобы перейти к обмоточному напряжению, каждый элемент схемы и поток Φ умножим на количество витков обмотки N . В результате схема теперь будет представлена обмоточным напряжением и магнитными проводимостями в масштабе N^2 (рис. 9в).

5. Из уравнения (1) мы знаем, что $L = N^2 \times P$. Таким образом, все масштабированные проводимости можно заменить соответствующими индуктивностями (рис. 9г).

Таким образом, последовательную магнитную цепь, состоящую из k различных фрагментов, можно моделировать с помощью k отдельных индукторов, каждый из которых соответствует определенному фрагменту магнитной цепи, то есть имеет соответствующую длину, сечение и материал магнитопровода.

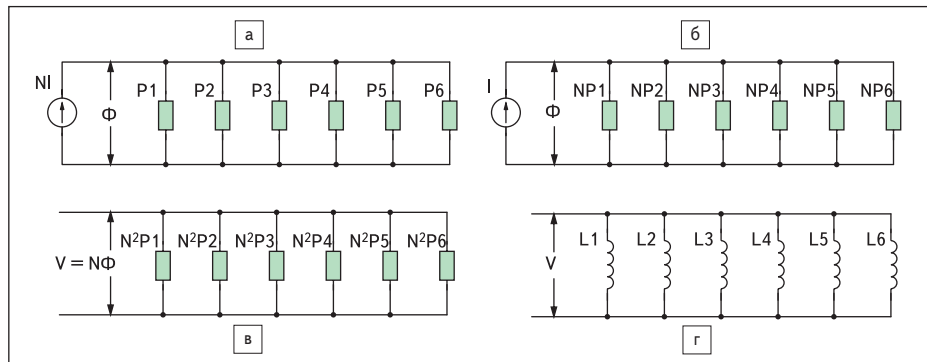


Рис. 9. Последовательность получения модели неразветвленной магнитной цепи

Подтвердим полученные выводы с помощью следующей цепочки логических рассуждений.

Так как цепь не разветвленная, то через нее протекает один и тот же поток Φ . Возникает вопрос, как создать одинаковый поток в магнитопроводах независимых индукторов? В решении этой задачи нам поможет тот же закон электромагнитной индукции (2), согласно которому мы можем получить равный поток в различных магнитопроводах, если намотаем на них обмотки с равным количеством витков и соединим эти обмотки параллельно.

Теперь, обеспечив равенство потоков, решим проблему корректного моделирования намагничивающего тока.

На каждом из участков различного сечения поток Φ вызывает различную индукцию:

$$B_k = \Phi/S_k.$$

В свою очередь, магнитная индукция B_k через кривую намагничивания конкретного фрагмента связана с напряженностью магнитного поля H_k внутри фрагмента магнитопровода. Зная напряженность магнитного поля и длину фрагмента, можно найти магнитное напряжение $H_k l_k = F_k$, которое прикладывается к каждому из фрагментов. Так как фрагменты магнитопровода включены последовательно, то общее магнитное напряжение будет равно сумме напряжений, требуемых для создания потока в каждом фрагменте:

$$\sum F_k = F.$$

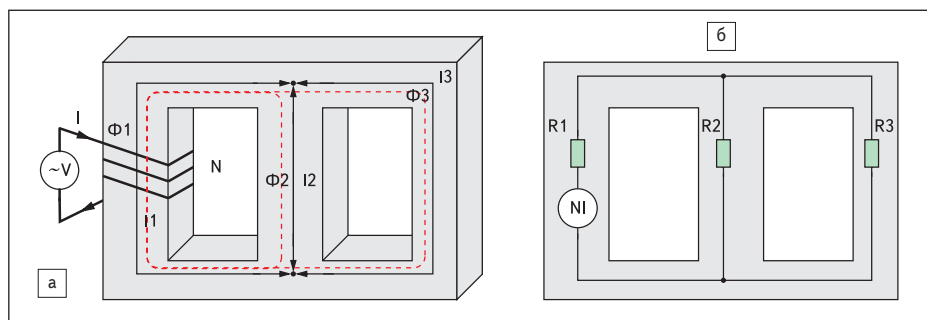


Рис. 11. Моделирование магнитной цепи индуктора с разветвленным магнитопроводом

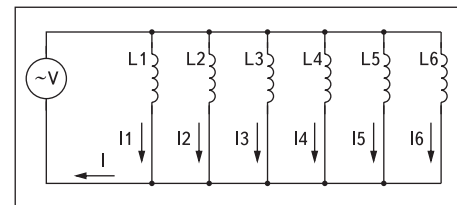


Рис. 10. Модель последовательной магнитной цепи

Ввиду того, что токи намагничивания отдельных фрагментов суммируются, это позволяет моделировать их при помощи той же модели, которая моделирует равные потоки, и в которой отдельные фрагменты моделируются независимыми индукторами с одинаковыми обмотками, включенными параллельно (рис. 10):

$$\sum F_k = \sum (I_k N) = I \times N.$$

Если на магнитопроводе намотано несколько обмоток, то для получения корректных напряжений можно использовать идеальные трансформаторы напряжения.

Моделирование разветвленной магнитной цепи

Чтобы преобразовать модель разветвленной магнитной цепи (рис. 11а) в соответствующую ей электрическую схему, необходимо проделать шаги, аналогичные проделанным ранее с неразветвленной магнитной цепью:

1. Исходя из структуры моделируемого электромагнитного устройства, начертить соответствующую схему магнитной цепи (рис. 11б).

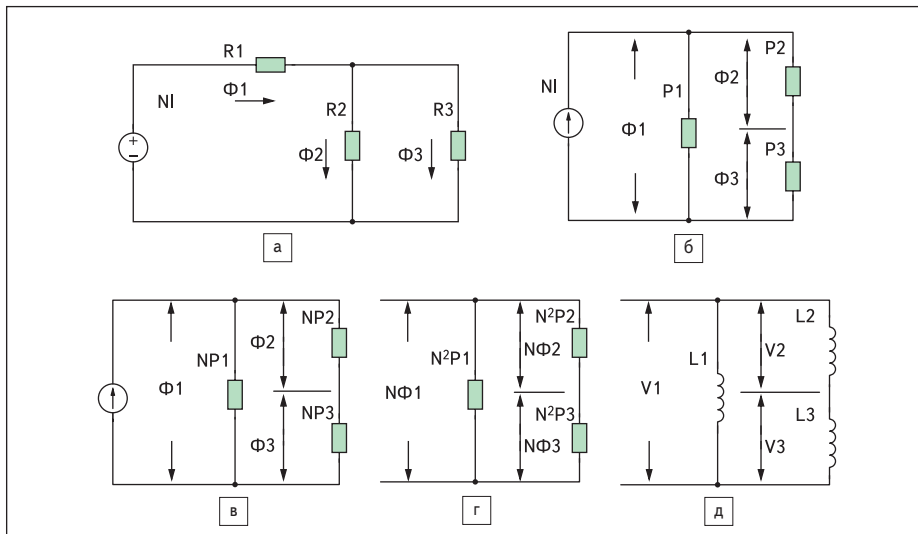


Рис. 12. Последовательность получения модели разветвленной магнитной цепи

- Используя двойственность, конвертировать модель сопротивлений (R) в модель проводимостей (P). В этом случае последовательные цепи превращаются в параллельные, магнитный поток превращается в магнитное напряжение, а источник магнитного напряжения превращается в источник тока (рис. 12б).
 - Чтобы убрать витки из источника тока, умножим величины магнитных проводимостей на количество витков N (рис. 12в).
 - Чтобы перейти к обмоточному напряжению, каждый элемент схемы и поток Φ умножим на количество витков обмотки N. В результате схема теперь будет представлена обмоточными напряжениями и магнитными проводимостями в масштабе N² (рис. 12г).
 - Из уравнения (1) мы знаем, что $L = N^2 \times P$. Таким образом, все масштабированные проводимости можно заменить соответствующими индуктивностями (рис. 12д).
- Как и в предыдущем случае, можно рассуждать несколько иначе. Представим себе некую магнитную цепь, состоящую из k (в данном случае k = 2) включенных параллельно фрагментов, имеющих различную длину и сечение (рис. 13).

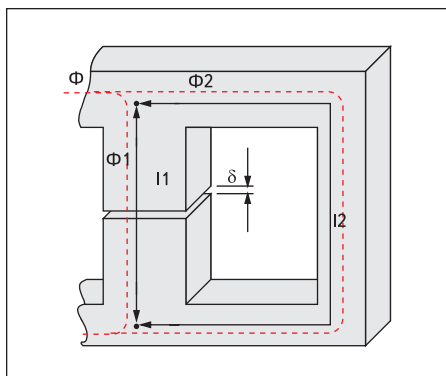


Рис. 13. Пример разветвленной магнитной цепи

Так как фрагменты магнитной цепи включены параллельно, то к каждому из них приложено одинаковое магнитное напряжение. Одинаковое магнитное напряжение на каждом фрагменте разветвленной магнитной цепи можно смоделировать, соединив k индукторов, имеющих обмотки с равными витками, последовательно. (Фрагменты реального магнитопровода, не имеющие обмотки, в модели все равно должны быть представлены указанным образом.) Так как при этом через обмотки протекает одинаковый ток I, то к сердечникам прикладывается одинаковое магнитное напряжение $I \times N$.

Моделирование сложной магнитной цепи

Если параллельная магнитная цепь включена последовательно с другой, например, с последовательной цепью (рис. 14), то необходимо обеспечить равенство общего магнитного потока протекающего через них.

Для начала считаем, что R_n на рис. 14 имеет бесконечно большое сопротивление и никак не влияет на картину происходящего. В параллельной магнитной цепи общий поток является суммой потоков, протекающих по каждому параллельному фрагменту k:

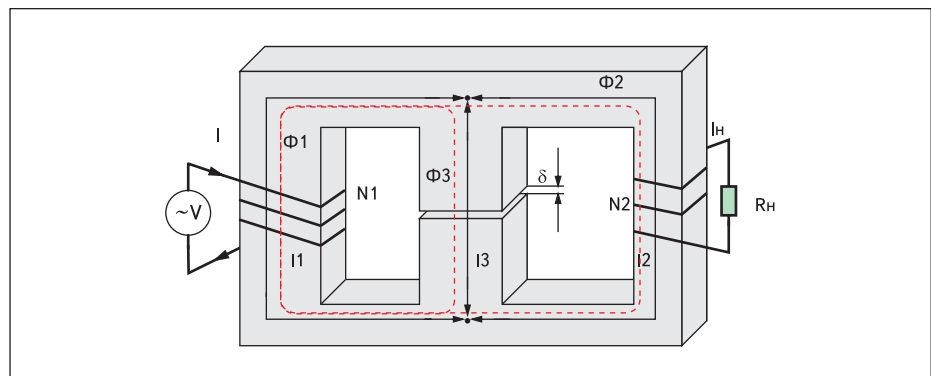


Рис. 14. Пример сложной последовательно-параллельной магнитной цепи

$$\Phi = \sum \Phi_k.$$

Параллельная цепь моделируется последовательным включением к дросселей, имеющих одинаковые обмотки. В этом случае элементарные ЭДС V_k , наводящиеся в каждом дросселе, складываются. На основании закона электромагнитной индукции (2), определим суммарный поток для этого случая:

$$\Phi = \sum \Phi_k = \sum V_k \tau / N = (V\tau) / N.$$

То есть, для обеспечения равенства потоков достаточно для всех дросселей модели указать одинаковое количество витков обмотки и модели отдельных магнитных ветвей включить параллельно. Кроме этого, если фрагмент магнитопровода равного сечения имеет немагнитный зазор, то для его имитации можно использовать один индуктор, что значительно упрощает процесс создания модели. В результате получаем модель (рис. 15).

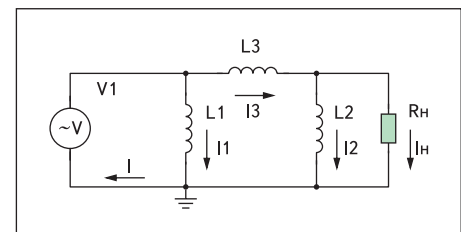


Рис. 15. Модель совместной последовательно-параллельной магнитной цепи

Из модели (рис. 15) видно, что дроссель L3, по сути, моделирует поток рассеяния Φ₃ между катушками ω₁ и ω₂. Поэтому, при подключении нагрузочного резистора R_n к обмотке ω₂, напряжение на ней падает.

Выводы

Каждый фрагмент реального магнитопровода в модели можно представить элементарной нелинейной индуктивностью (индуктором), имеющей материал магнитопровода, его длину, немагнитный зазор и сечение, соответствующие моделируемому фрагменту. Согласно принципу двойственности, все па-

раллельные ветви реального магнитопровода в модели представляются соответствующими индукторами, включенными последовательно, и наоборот. На все индукторы модели мотаются обмотки с одинаковым количеством витков, равным количеству витков одной из обмоток прототипа. При необходимости, для согласования модели с остальными элементами схемы, можно использовать дополнительные идеальные согласующие трансформаторы.

Адаптация модели для магнитных цепей, работающих с частичным или полным подмагничиванием

Все предыдущие рассуждения основаны на законе электромагнитной индукции и справедливы для случая, когда к обмоткам магнитного компонента приложено переменное напряжение. Если к обмотке приложено постоянное напряжение или ненулевая постоянная составляющая переменного, то распределение потока в его магнитных цепях определяется уже не законом электромагнитной индукции, а их магнитным сопротивлением и законом Ома для магнитных цепей. Что касается модели, то в ней распределение потоков определяется омическим сопротивлением обмоток индукторов. Следовательно, чтобы модель корректно отражала процессы, протекающие на постоянном токе в реальной магнитной цепи, достаточно последовательно с каждой обмоткой модели включить нелинейное сопротивление, обратно пропорциональное магнитному сопротивлению моделируемого фрагмента магнитной цепи. Так как эта часть модели работает на постоянном токе, то достаточно, чтобы нелинейное со-

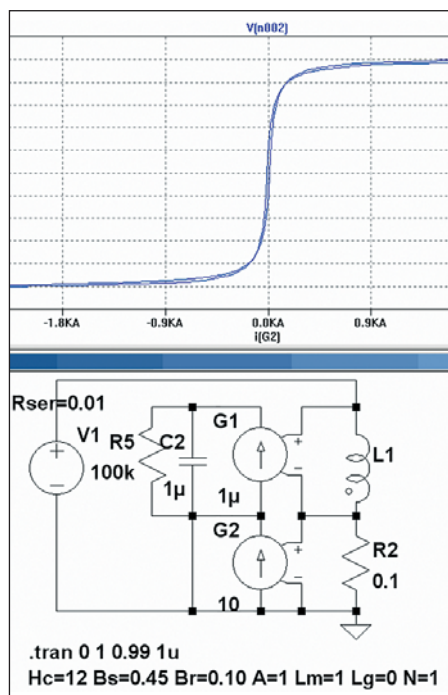


Рис. 16. Тестовый узел

Таблица 5. Начальная кривая намагничивания феррита М3000НМС1, полученная программой LTspice/SwCAD III

B, Тл	-0,465	-0,45	-0,4	-0,3	-0,2	-0,1	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,45	0,465
H, А	-10 000	-2500	-320	-85	-35	-15	0	15	35	85	320	2500	10 000

противление отражало начальную кривую намагничивания (без гистерезиса).

Для снятия кривой намагничивания можно использовать тестовый узел (рис. 16). Для примера, проведем тестирование сердечника из феррита М3000НМС1. Сердечник имеет сечение $A = 1 \text{ м}^2$, среднюю длину магнитной силовой линии $L_m = 1 \text{ м}$ и на него намотана обмотка в один виток.

Тестовый узел построен на двух источниках тока, G1 и G2, управляемых напряжением, которые используются для измерения и нормирования отображаемых параметров.

Известно, что скорость изменения индукции в сердечнике прямо пропорциональна приложенному напряжению V и обратно пропорциональна площади сечения A и виткам обмотки N:

$$dB/dt = V/(AN).$$

Следовательно, подав напряжение V на вход интегратора, на его выходе мы получим сигнал, пропорциональный индукции в сердечнике. В нашем случае роль интегратора возложена на узел, состоящий из источника G1 и конденсатора C2. Коэффициент передачи управляемого источника тока G1, обеспечивающий выходное напряжение интегратора, равное индукции, можно вычислить по формуле:

$$K_{G1} = C_2/(A \times N) = (1 \times 10^{-6})/1 \times 1 = 1 \times 10^{-6} = 1 \mu.$$

Вычисленное значение коэффициента передачи необходимо записать в строке Value меню настройки управляемого источника тока G1.

Коэффициент передачи управляемого источника тока G2, обеспечивающий выходной ток, равный напряженности в сердечнике нелинейного трансформатора, можно вычислить по формуле:

$$K_{G2} = N/(R_2 \times L_m) = 1/(0,1 \times 1) = 10.$$

Вычисленное значение коэффициента передачи необходимо записать в строке Value меню настройки управляемого источника тока.

Для устранения постоянной составляющей на выходе интегратора конденсатор C2 зашунтирован высокоомным резистором R5. В настройках горизонтальной оси, в строчке Quantity Plotted, вместо параметра time впишем параметр I(G2). По вертикали выводим напряжение на выходе интегратора, кликнув по верхнему выводу конденсатора C2 (рис. 15). При этом ток I(G2) равен напряженности магнитного поля, а напряжение на конденсаторе

C2 равно магнитной индукции в магнитопроводе. В процессе тестирования необходимо снять ряд предельных циклов перемагничивания сердечника для различных значений максимальной индукции, вплоть до индукции насыщения. Полученные данные записываются в таблицу 5.

Для создания нелинейного сопротивления используем стандартный источник тока, управляемый напряжением. Для формирования требуемой вольтамперной характеристики (ВАХ) нелинейного сопротивления проще всего использовать табличную форму задания. Для примера ниже приведена строка настройки нелинейного резистора, имитирующего полученную кривую намагничивания магнитопровода из феррита М3000НМС1. В строке настройки указан ряд пар значений, первое значение пары указывает управляющее напряжение, пропорциональное индукции в сердечнике, а второе значение — соответствующую току источника тока, пропорциональную напряженности магнитного поля:

```
table=(-0.465 -10000,-0.45 -2500,-0.4 -320,-0.3 -85,-0.2 -35,-0.1 -15,0 0,1 15,0.2 35,0.3 85,0.4 320,0.45 2500,0.465 10000)
```

На рис. 17 показана результирующая ВАХ нелинейного резистора, снятая при помощи программы LTspice/SwCAD III.

Для более детальной аппроксимации достаточно лишь расширить таблицу дополнительными данными.

Так как размеры используемых магнитопроводов отличаются от тех, которые были приняты при тестировании, то перед установкой в модель каждый нелинейный резистор должен быть настроен в соответствии с параметрами моделируемого фрагмента магнитопровода и соответствующей нелинейной индуктивностью, последовательно с которой он будет включен. Величину управляющего напряжения V^* для нового сечения A магнитопровода можно определить по формуле:

$$V^* = V \times A. \quad (3)$$

Соответствующую величину тока I^* для магнитопровода, имеющего длину L_m , немагнитный зазор L_g и обмотку N, можно рассчитать по формуле:

$$I^* = (I \times L_m + B \times 796\,000 \times L_g)/N. \quad (4)$$

Для правильного распределения магнитных потоков важны относительные значения нелинейных резисторов. При выборе абсолютных значений сопротивлений надо стремиться к тому, чтобы общее сопротивление для группового включения нелинейных ре-

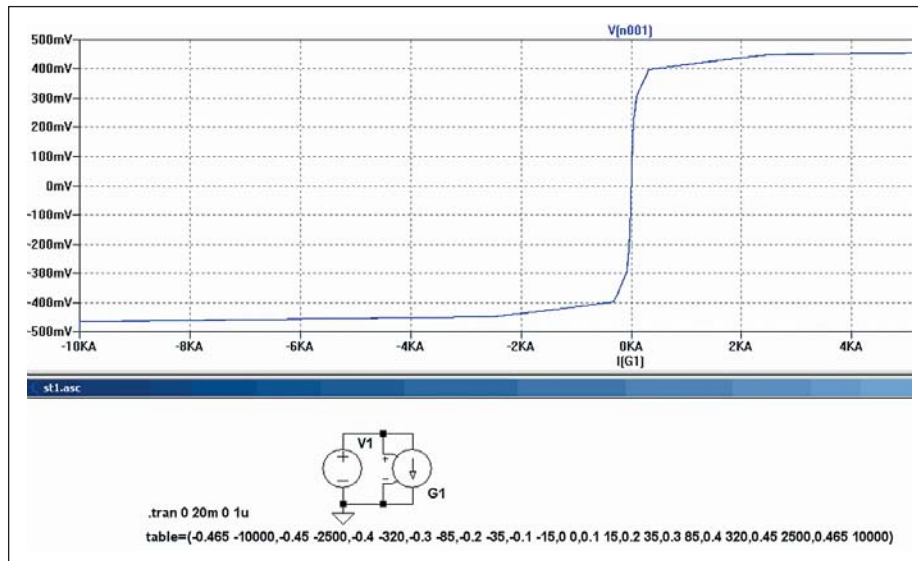


Рис. 17. Кривая намагничивания феррита М3000HMC1, имитируемая при помощи нелинейного резистора, построенного на источнике тока, управляемого напряжением

зисторов примерно соответствовало активному сопротивлению соответствующей обмотки моделируемого электромагнитного компонента.

Согласование величин нелинейных сопротивлений с активным сопротивлением обмотки R возможно с помощью некоторого поправочного коэффициента K, на который перемножаются все скорректированные управляющие напряжения всех нелинейных сопротивлений модели. В свою очередь, выбор поправочного коэффициента вызывает определенные трудности, так как после пересчета нелинейных сопротивлений их координаты не совпадают. Для выбора поправочного коэффициента, например, можно определить общее сопротивление всех нелинейных резисторов $R_{нел}$ в режиме без насыщения, и затем поделить на него сопротивление обмотки:

$$K = R/R_{нел}.$$

Процесс можно упростить, если в магнитопроводе имеется фрагмент с немагнитным зазором. В этом случае можно выбрать пару $V^* \times I^*$, соответствующую фрагменту с зазором, которая находится на линейном участке кривой намагничивания. Далее рассчитывается поправочный коэффициент $K = (R \times I^*)/V^*$, на который затем умножить все ранее рассчитанные величины V^* всех нелинейных сопротивлений модели.

Падение напряжения на нелинейном резисторе пропорционально магнитному потоку, протекающему через соответствующий дроссель. Собственно, при постоянном токе о величине магнитного потока можно судить только по падению напряжения на этом резисторе. Поэтому иногда величину нелинейного резистора стоит выбирать из соображений удобства наблюдения магнитного потока.

Создание модели интегрированного магнитного компонента

Теперь, когда мы определились с принципами моделирования неразветвленных, разветвленных и сложных магнитных цепей, попробуем создать модель трансформатора с магнитопроводом, имеющим сложную структуру.

В настоящее время в источниках вторичного электропитания все чаще используются интегрированные электромагнитные компоненты, совмещающие в себе разделительный трансформатор и дроссель фильтра. Также известны удачные попытки моделирования подобных компонентов средствами SIMPLORER [5].

Для примера, создадим модель сложного электромагнитного компонента, изготовленного на ферритовом магнитопроводе E 42/21/20 (рис. 18а). Для удобства керны пронумерованы, крайним присвоены номера 1 и 2, а среднему — номер 3. КERN № 3 имеет немаг-

нитный зазор длиной $L_g = 0,0005$ м. На кернах № 1 и 2 расположено по две обмотки, одна из которых имеет 20 витков, а другая — 6 витков (рис. 18б). Обмотки Ia и Ib имеют сопротивление по 0,02 Ом.

Ранее мы уже моделировали подобную структуру магнитопровода. На рис. 15 изображена соответствующая схема для переменного тока. На рис. 19 изображена схема модели переменного тока для рассматриваемого примера. Здесь индуктивности L1, L2, L3 соответственно имитируют участки 1, 2, 3 магнитной цепи, изображенной на рис. 18б. Кроме этого, для гальванической развязки обмоток и получения требуемых намоточных данных в модели использовано два идеальных трансформатора K1 и K2.

Так как часть интегрированного компонента используется в качестве дросселя постоянного тока, то необходимо дополнить модель соответствующими нелинейными сопротивлениями, которые сделают ее более реалистичной и достоверной.

Ранее мы определили таблицу настроек нелинейного сопротивления для случая, когда магнитопровод имеет длину 1 м, сечение 1 м^2 и на него намотана обмотка в 1 виток:

```
table=(-0.465 -10000,-0.45 -2500,-0.4 -320,-0.3 -85,-0.2 -35,-0.1 -15,0,0,0.1 15,0,2 35,0.3 85,0.4 320,0.45 2500,0.465 10000)
```

Скорректируем таблицы нелинейных резисторов с помощью формул (3) и (4). Для кернов 1 и 2:

```
table=(-0.011625 -34.5,-0.01125 -8.625,-0.01 -1.104,-0.0075 -0.29325,-0.005 -0.12075,-0.0025 -0.05175,0,0,0.0025 0.05175,0.005 0.12075,0.0075 0.29325,0.01 1.104,0.01125 8.625,0.011625 34.5)
```

Для керна 3:

```
table=(-0.022692 -27.2535,-0.02196 -13.455,-0.01952 -8.536,-0.01464 -6.123,-0.00976 -4.043,-0.00488 -2.017,0,0,0.00488 2.017,0.00976 4.043,0.01464 6.123,0.01952 8.536,0.02196 13.455,0.022692 27.2535)
```

При подгонке величины нелинейных сопротивлений использовался поправочный коэффициент $K = 200$. Полная модель инте-

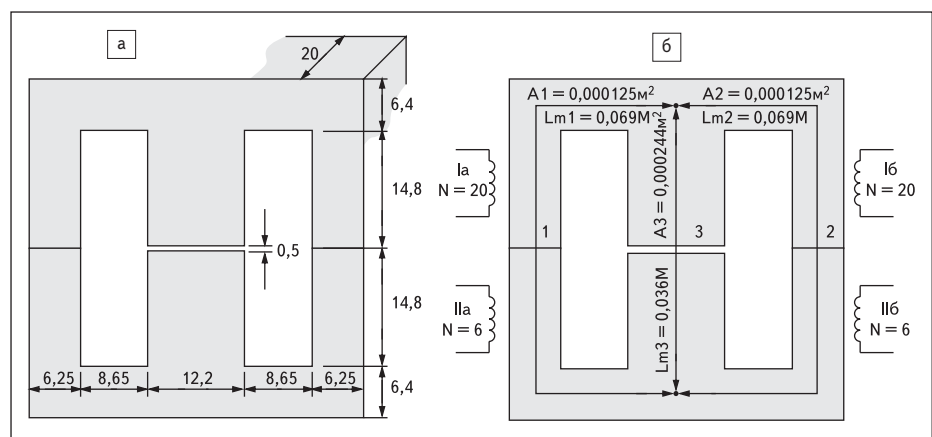


Рис. 18. Конструктивные параметры реального интегрированного электромагнитного компонента

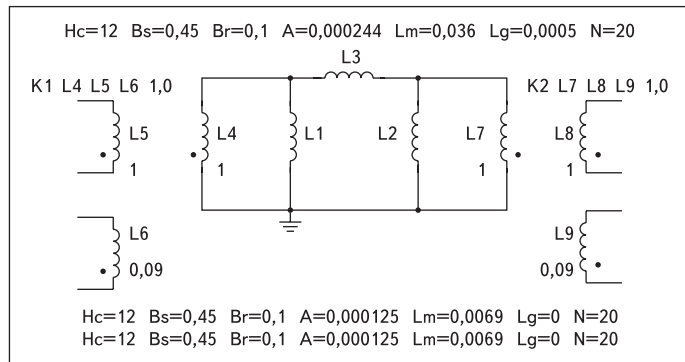


Рис. 19. Модель интегрированного электромагнитного компонента для переменного тока

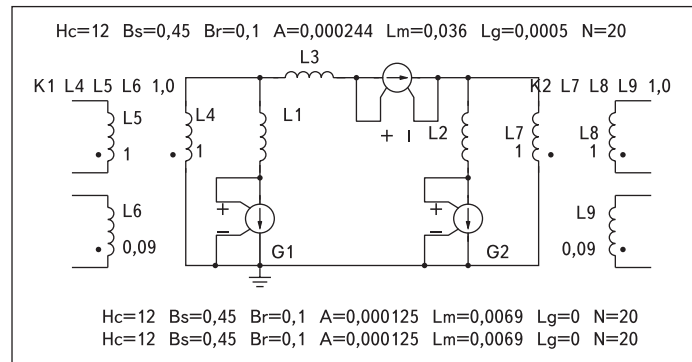


Рис. 20. Полная модель интегрированного электромагнитного компонента

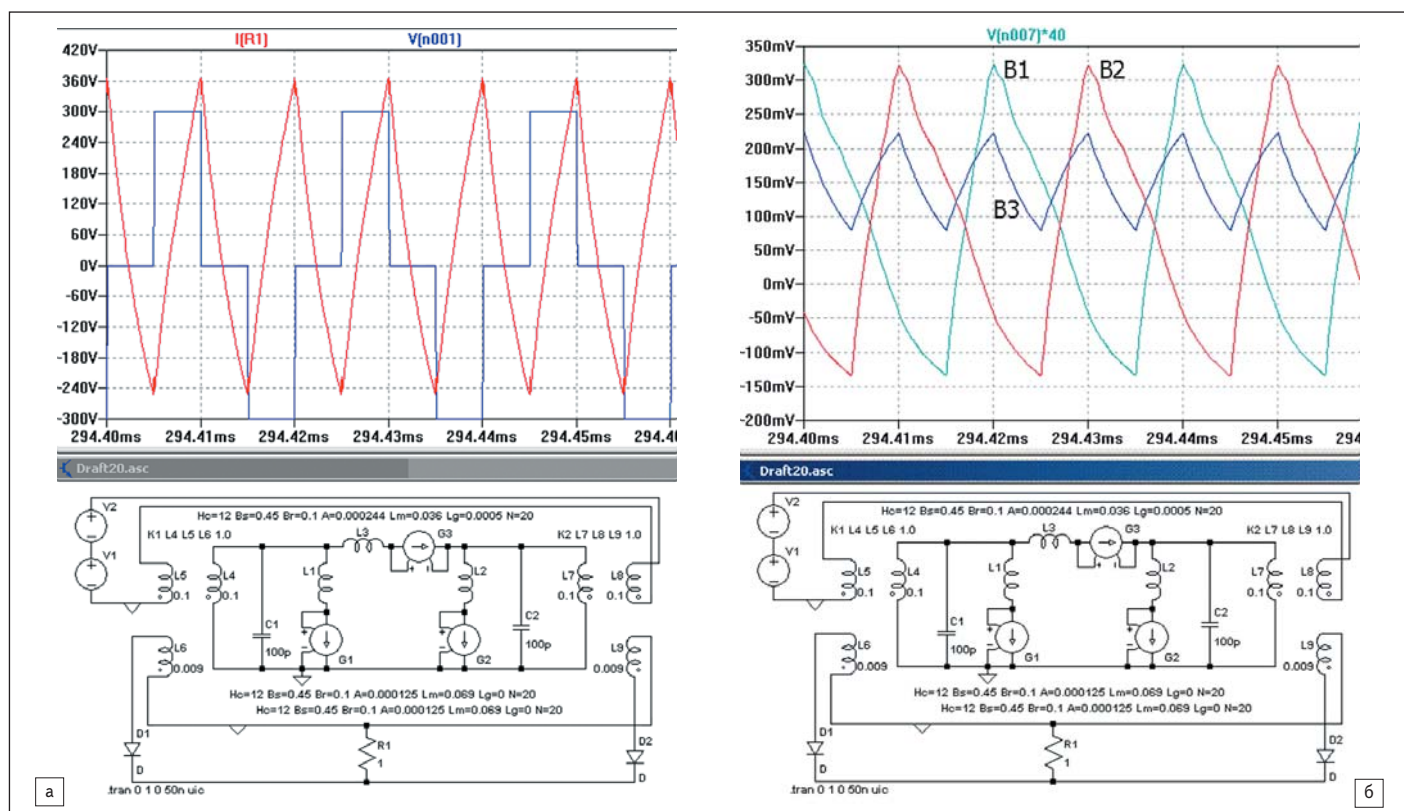


Рис. 21. Графики напряжения, тока и индукции в характерных электрических и магнитных цепях интегрированного электромагнитного компонента

рированного электромагнитного компонента изображена на рис. 20. Отображение таблиц нелинейных сопротивлений G1, G2, G3 отключено с тем, чтобы не загромождать схему лишней информацией.

Как уже говорилось ранее, для контроля индукции в определенном участке магнитопровода удобно контролировать падение напряжения на соответствующем нелинейном резисторе. Крайние значения напряжения управления в настройках таблиц соответствуют максимальной учетной индукции в сердечнике. Например, для G1 и G2 падение напряжения, равное 0,011625 В, будет соответствовать индукции 0,465 Тл. Следовательно, чтобы наблюдать сигнал, пропорциональный индукции, достаточно умножить соответствующий график на $0,465/0,011625 = 40$.

Соответственно, для G3 максимальное падение напряжения 0,022692, а коэффициент пересчета графика $0,465/0,022692 = 20,5$.

Теперь, когда модель интегрированного электромагнитного компонента готова, осталось ее проверить. Для этого создадим простейшую тестовую схему (рис. 21). Напряжение возбуждения для интегрированного компонента формируется с помощью источников V1 и V2. Далее это напряжение трансформируется, выпрямляется при помощи диодов D1 и D2, сглаживается и поступает в нагрузку R1. На рис. 21а изображены графики напряжения возбуждения интегрированного компонента V(n001) и тока в резисторе нагрузки I(R1). На рис. 21б изображены графики индукции (мТл) в крайних (B1 и B2) и среднем (B3) ядрах интегрированного компонента. ■

Литература

1. IEEE Transactions On Computer-Aided Design, Vol. 10. No. 4, April 1991 (ссылка из HELP-файла программы LTspice/SwCAD III).
2. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Изд. 6-е, перераб. и доп. М.: Высшая школа, 1973.
3. Sandler S. M. SMPS Simulation with Spice 3.
4. Миловзоров В. П. Электромагнитная техника. М.: Высшая школа, 1966.
5. Njiende H., Wetzel H., Froehleke N., Cronje W. A. Models of integrated magnetic components for simulation based design of SMPS with SIMPLORER. <http://wwwlea.uni-paderborn.de/fileadmin/Elektrotechnik/AG-LEA/forschung/veroeffentlichungen/2003/03epe-njiende-wetzel-froehleke-cronje.pdf>.