

Создание моделей электромагнитных компонентов

по результатам эксперимента

Валентин Володин

valvolodin@narod.ru

В последнее время моделирование работы электронных схем при помощи различных компьютерных программ-симуляторов стало неотъемлемой частью процесса разработки. Обращаясь к компьютерному моделированию, разработчик стремится не столько подтвердить физические принципы работы, сколько получить максимально детальную информацию о режимах работы различных цепей электронного устройства. При этом значительно возрастают требования к соответствию моделей электронных компонентов их реальным прототипам. Особенно это актуально для электромагнитных компонентов. Практика моделирования показывает, что для их создания недостаточно данных, предоставляемых производителем. При этом нельзя сказать, что производители ферромагнитных материалов утаивают какую-то информацию от своих потребителей. Просто, несмотря на все их старания, невозможно обеспечить потенциального потребителя справочной информацией на все случаи жизни. Поэтому мы зачастую не находим требуемых данных или данные присутствуют, но указаны с большими допусками. В результате модели, созданные по этим данным, не соответствуют своим реальным прототипам.

Для примера изучим документацию на феррит N87 производства компании Epcos. С сайта производителя скачаем справочный pdf-файл на феррит N87 [5]. Здесь мы обнаруживаем таблицу с основными магнитными свойствами материала, а также множество различных графиков. Среди них есть два графика петли гистерезиса, снятые на частоте 10 кГц для температуры +25 и +100 °С. Этих данных вполне достаточно для конструктивного расчета электромагнитного компонента и ориентировочного моделирования. Однако их недостаточно для создания его точной модели, требуемой для моделирования процессов, связанных с насыщением сердечника. Например, графический способ предоставления информации уже предусматривает неизбежные ошибки его оцифровки. К этим ошибкам добавятся ошибки интерполяции, связанные с извлечением основной кривой намагничивания для некой промежуточной температуры. Кроме того, вид кривой намагничивания зависит от размеров и конфигурации сердечника

(«О», «Ш» или «П»), что также способствует отдалению модели от реального прототипа. При этом стоит иметь в виду, что продукция компании Epcos очень хорошо документирована, чего не скажешь о продукции многих других, в том числе и отечественных производителей ферромагнитных материалов.

Потери перемагничивания являются важным параметром магнитных материалов и обычно указываются производителями через удельные объемные или массовые потери, которые приводятся в виде графиков для различных частот и индукций. Иногда удельные потери $P_{уд}$ рассчитываются по формуле [4]:

$$P_{уд} = P_1 f^\alpha B^\beta,$$

где $\hat{f} = f/f_H$ и $\hat{B} = B/B_H$ — относительные значения частоты и магнитной индукции; B, f — значения магнитной индукции и частоты, для которых ведется расчет удельных потерь; B_H, f_H — нормированные значения индукции и частоты; P_1 — удельные потери в сердечнике при частоте f_H и индукции B_H .

Кроме того, для многих устаревших ферромагнитных материалов, таких как карбонильное железо, альсифер и никель-цинковые ферриты, потери указываются через тангенс полных потерь $\text{tg}\delta$. Зачастую потери, вычисленные по разным методикам, для одного и того же материала могут отличаться на порядок.

Учитывая перечисленные проблемы, имеет смысл использовать для создания компьютерной модели экспериментально снятые характеристики магнитного материала.

Определимся с необходимыми параметрами применительно к гистерезисной модели симулятора LTspice. Ранее [1] мы рассматривали структуру и простую методику настройки гистерезисной модели нелинейной индуктивности, используемой в этой программе. В соответствии с предложенной методикой для осуществления процедуры настройки требуется знать координаты двух точек на основной кривой намагничивания ферромагнитного материала. Одна из этих точек выбирается в районе перегиба кривой намагничивания, а другая — на ее горизонтальном участке в области насыщения. Кроме этого, требуется знать потери в сердечнике для предполагаемой рабочей частоты F перемагничивания

и максимальной индукции B_m в сердечнике. В результате использования методики можно получить модель электромагнитного компонента, которая с максимальной возможной точностью будет имитировать поведение реального прототипа на характерных участках кривой намагничивания.

Как испытать ферромагнитный сердечник?

Необходимость испытания магнитных материалов в практике разработчика возникает достаточно часто и она возникает не только в связи с созданием модели, но и в случае идентификации или проверки качества ферромагнитных материалов. Последнее особенно актуально, так как в настоящее время на рынке зачастую встречаются дешевые и некачественные ферромагнитные сердечники от неизвестных производителей.

Испытательный стенд

Для определения характеристик магнитных материалов существует множество методов: баллистический, магнитометрический, электродинамический, индукционный, пондеромоторный, мостовой, потенциометрический, ваттметровый, калориметрический, нейтронографический, резонансный, осциллографический и проч. На основе этих методов созданы различные приборы: пермеаметры, аппараты Эпштейна, феррометры и т. п. Разумеется, все эти методы и приборы могут использоваться для экспериментального определения характеристик магнитных материалов и в нашем случае. Однако если в вашей лаборатории таких приборов нет, то для определения магнитных параметров, необходимых для настройки гистерезисной модели, можно использовать простейший самодельный испытательный стенд, принципиальная электрическая схема которого изображена на рис. 1.

Испытательный стенд обеспечивает нахождение точек на начальной кривой намагничивания тестируемого магнитного материала. Кроме этого, стенд обеспечивает определение потерь перемагничивания, что вообще является достаточно сложной задачей. Обычно для этой цели используют ватт-

метровый или калориметрический методы. Калориметрический метод определения потерь основан на измерении повышения температуры тестируемого образца и окружающей среды, он является абсолютным и позволяет производить измерения при любых законах изменения напряженности магнитного поля и магнитной индукции. Ваттметровый способ измерения основан на определении активных электрических потерь в цепи катушки, используемой для перемагничивания тестируемого образца магнитного материала. Этот метод используется при синусоидальном характере изменения магнитной индукции и нашел широкое распространение при испытаниях электротехнических сталей.

В предлагаемом стенде используется модифицированный ваттметровый метод измерения потерь. В отличие от известного способа, где ваттметр включается в цепь катушки, в испытательном стенде измерение мощности проводится в цепи источника постоянного напряжения, от которого питается двухтактный преобразователь. Недостатком данного подхода является то, что наряду с потерями перемагничивания мы измеряем и собственные потери преобразователя. Однако если доля потерь преобразователя невелика, то с этим можно смириться.

Двухтактный преобразователь стенда собран на транзисторах VT5, VT6 и для своей работы использует обмотку тестируемого сердечника, имеющую отвод от средней точки. В принципе, можно использовать и другие топологии двухтактного преобразователя, такие как мостовая или полумостовая. Однако в данном случае выбранная топология имеет минимальное количество компонентов и обеспечивает минимальные потери преобразования.

Транзисторы преобразователя управляются при помощи микросхемы популярного ШИМ-контроллера типа TL494 (DA1). Контроллер имеет относительно слабые выходные каскады, не способные обеспечить требуемые зарядно-разрядные токи в затворах транзисторов VT5, VT6. Следствием этого будет увеличение потерь коммутации и, соответственно, увеличение погрешности измерения мощности потерь. Поэтому для увеличения мощности сигналов управления

используются дополнительные драйверы, собранные на транзисторах VT1–VT4.

Рабочая частота преобразователя определяется частотозадающими элементами RP2, R2, C2. При помощи переменного резистора RP2 частота преобразования может изменяться в диапазоне 1–100 кГц. Используя конденсатор C2 другого номинала, частотный диапазон можно легко сдвинуть в ту или иную сторону. При этом частоту преобразования можно ориентировочно определить по формуле:

$$F = 0,6/R_T C_T,$$

где R_T — суммарное сопротивление, подключенное к 6-й ножке микросхемы DA1; C_T — емкость конденсатора, подключенного к 5-й ножке микросхемы DA1.

Для облегчения управления положением движка резистора RP2 желательно проградуировать в соответствии с генерируемой частотой.

Мертвое время преобразователя регулируется при помощи переменного резистора RP1. Обычно оно устанавливается минимальным, но иногда требуется его некоторое увеличение — для уменьшения потерь преобразования.

При помощи шунта R8, включенного в плюсовую провод питания, производится контроль мгновенного и среднего тока, потребляемого преобразователем. Контроль мгновенного значения тока производится при помощи осциллографа, подключенного к шунту через клеммы X6 и X7. Если требуется контролировать среднее значение тока, то к клеммам X6 и X7 подключается вольтметр среднего значения напряжения. В качестве такого вольтметра можно использовать любой цифровой мультиметр, имеющий встроенный усредняющий RC-фильтр.

Для питания стенда требуются два источника постоянного напряжения. Источник U1, имеющий напряжение 12–15 В, подключается к клеммам X1, X2 и используется для питания цепей управления стенда. Регулируемый источник U2, формирующий постоянное напряжение в диапазоне 0–30 В, подключается к клеммам X8, X9 и используется для питания преобразователя стенда. При необходимости диапазон напряжений источника U2 можно расширить в большую сторону, используя более высоковольтные MOSFET-транзисторы. При этом, чтобы минимизировать потери преобразования, нужно выбирать транзисторы с минимальным сопротивлением канала в открытом состоянии — $R_{DS(on)}$. Повышая напряжение источника U2, можно, при неизменной частоте, вводить тестовый сердечник в насыщение. Сам тестовый сердечник имеет обмотку с отводом от средней точки, которая подключается к стенду через клеммы X3, X4, X5.

Примечание: В конфигурации, изображенной на рис. 1, стенд хорошо подходит для испытания ферритовых сердечников объемом до 0,00001 м³. При большем объеме сердечника необходимо пропорционально уменьшить сопротивление резистора R8 и выбрать более мощные транзисторы VT5, VT6. Стенд можно сделать универсальным, если в него сразу установить более мощные транзисторы (например, IRFP250), а резистор R8 сделать сменным или переключаемым.

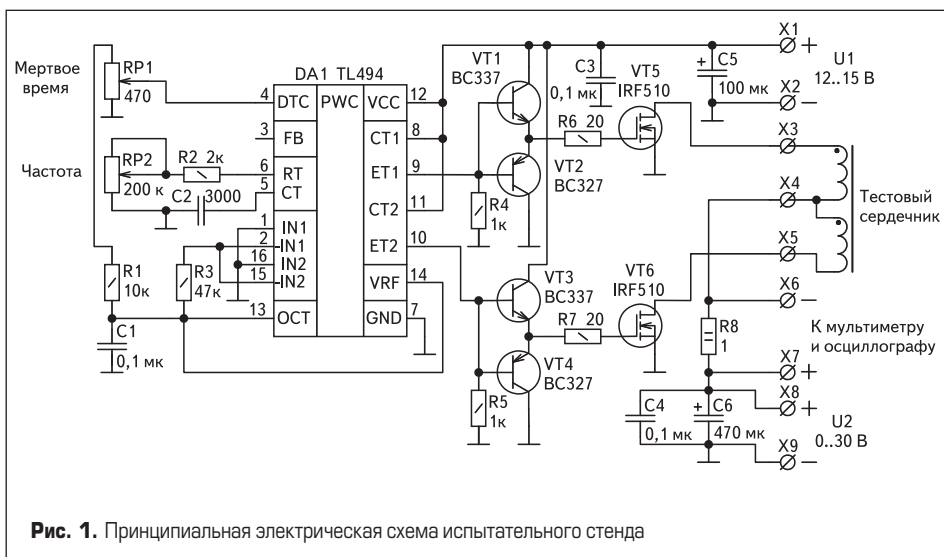


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема испытательного стенда

Подготовка к испытанию

Перед началом испытания следует составить его краткий план. Для этого необходимо определиться с типом и материалом сердечника, а также решить, на какой частоте/частотах будут проводиться испытания.

Допустим, в нашем распоряжении имеется кольцевой сердечник К40×25×11 из феррита М2000НМ-А. Основные магнитные параметры этого материала:

- начальная магнитная проницаемость $\mu_H = 2000$;
- индукция насыщения $B_s = 0,38$ Тл;
- остаточная индукция $B_r = 0,13$ Тл;
- коэрцитивная сила $H_C = 24$ А/м.

Сердечник К40×25×11 имеет следующие геометрические размеры (рис. 2): $D = 40$ мм, $d = 25$ мм и $b = 11$ мм.

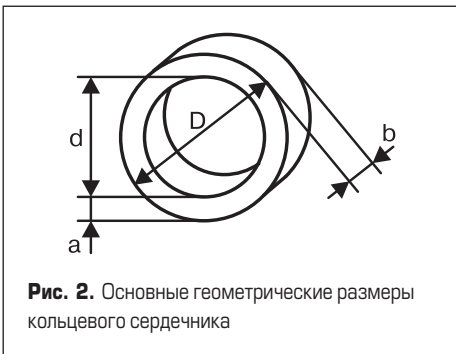


Рис. 2. Основные геометрические размеры кольцевого сердечника

Определим среднюю длину магнитной силовой линии l_m , объем V_c и сечение S_c сердечника:

$$l_m = \pi \left(\frac{D-d}{2} + d \right) = \pi \left(\frac{40-25}{2} + 25 \right) = 102 \text{ мм} = 0,102 \text{ м};$$

$$V_c = \frac{\pi b}{4} (D^2 - d^2) = \frac{\pi \times 11}{4} (40^2 - 25^2) = 8423 \text{ мм}^3 = 0,000008423 \text{ м}^3;$$

$$S_c = b \frac{D-d}{2} = 11 \times \frac{40-25}{2} = 82,5 \text{ мм}^2 = 0,0000825 \text{ м}^2.$$

Предположим, что в конечном устройстве сердечник будет работать на частоте $F = 3,5$ кГц с максимальной индукцией $B_m = 0,2$ Тл. Чтобы сохранить запас напряжения, необходимый для последующего насыщения сердечника, выберем напряжение питания $U_2 = 9$ В. Рассчитаем, сколько витков тестовой обмотки необходимо намотать на сердечник в этом случае:

$$W = \frac{U_2 \times 10^4}{4 \times F \times B_m \times S_c} = \frac{9 \times 10^4}{4 \times 3500 \times 0,2 \times 0,825} = 39 \text{ витков}.$$

Возможен и такой вариант, когда сначала мотается обмотка, а потом определяется

напряжение, которое нужно подать на нее, чтобы получить требуемую индукцию в сердечнике. Допустим, в нашем распоряжении уже имеется сердечник, на котором намотано 37 витков. Определим требуемое напряжение питания:

$$U_2 = 4 \times 10^{-4} \times FB_m S_c W = 4 \times 10^{-4} \times 3500 \times 0,2 \times 0,825 \times 37 = 8,547 \text{ В}.$$

Установка такого значения напряжения на практике может оказаться неудобной. Вычислим индукцию в сердечнике для случая, когда напряжение питания будет снижено ровно до 9 В:

$$B_m = \frac{U_2 \times 10^4}{4 \times FS_c W} = \frac{9 \times 10^4}{4 \times 3500 \times 0,825 \times 37} = 0,2106 \text{ Тл}.$$

Тестовую обмотку очень удобно мотать плетеной парой, извлеченной из FTP-кабеля (рис. 3). Провода плетеной пары имеют разный цвет, что облегчает коммутацию обмотки после ее намотки. Кроме того, плетеная пара обеспечивает хорошую индуктивную связь половинок тестовой обмотки между собой.



Рис. 3. Сердечник с тестовой обмоткой из плетеной пары FTP

Испытание сердечника

- Перед испытанием сердечник необходимо прогреть до предполагаемой рабочей температуры. Для этого, например, его можно поместить в нагретую до требуемой температуры воду. Температура воды должна контролироваться и поддерживаться постоянной.
- Подключаем тестовый сердечник к испытательному стенду. При помощи потенциометра RP2 устанавливаем частоту преобразователя выше требуемой частоты 3500 Гц. Подключаем к стенду выключенные источники напряжения U_1 и U_2 .
- Устанавливаем минимально возможное напряжение на выходе обоих источников. Сначала включаем источник U_1 и поднимаем его выходное напряжение до 12–15 В. После этого включаем источник U_2 и поднимаем его выходное напряжение до 9 В.

Чтобы исключить влияние шунта R8, рассчитанное ранее напряжение питания преобразователя измеряется между клеммами X9 и X4. После этого измеряется и запоминается напряжение источника U_2 . В данном случае падение напряжения на R8 незначительно, и поэтому напряжения до и после него практически равны.

- С помощью осциллографа, подключенного к клеммам X7 и X3 (или X7 и X5), контролируем частоту пульсации напряжения на стоках транзисторов преобразователя (рис. 4). При помощи потенциометра RP2 устанавливаем эту частоту равной 3500 Гц.

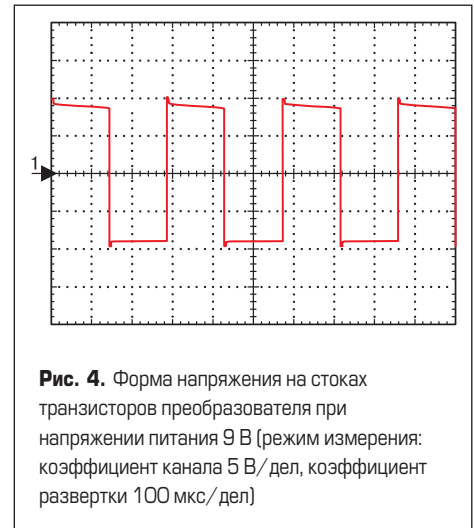


Рис. 4. Форма напряжения на стоках транзисторов преобразователя при напряжении питания 9 В (режим измерения: коэффициент канала 5 В/дел, коэффициент развертки 100 мкс/дел)

- При помощи мультиметра, подключенного к клеммам X6 и X7, измеряем среднее падение напряжения на шунте R8, в данном случае $U_{R8cp} = 16,6$ мВ. Рассчитаем средний ток, потребляемый преобразователем, по формуле:

$$I_{cp} = U_{R8cp} / R_8 = 16,6 \times 10^{-3} / 1 = 16,6 \text{ мА}.$$

- Далее сменим мультиметр на осциллограф и измерим амплитудное значение напряжения, падающего на шунте R8 (рис. 5).

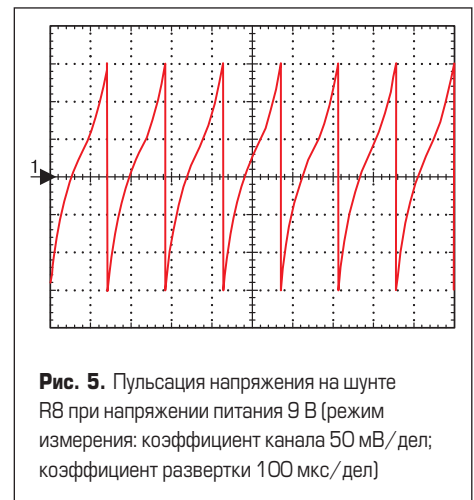


Рис. 5. Пульсация напряжения на шунте R8 при напряжении питания 9 В (режим измерения: коэффициент канала 50 мВ/дел; коэффициент развертки 100 мкс/дел)

Амплитудное значение напряжения на шунте R8 $U_{R8cp} = 150$ мВ. Рассчитаем максимальный ток, протекающий через обмотку, по формуле:

$$I_{амп} = U_{R8амп} / R_8 = 150 \times 10^{-3} / 1 = 150 \text{ мА}.$$

Рассчитаем напряженность магнитного поля в сердечнике по формуле:

$$H = (I_{амп} W) / l_m = (0,15 \times 37) / 0,102 = 54,4 \text{ А/м.}$$

В результате мы получили координаты первой точки на кривой намагничивания:

$$B_1 = 0,2106 \text{ Тл; } H_1 = 54,4 \text{ А/м.}$$

- Определим потери в магнитном сердечнике. Зная средний ток, потребляемый преобразователем, можно найти суммарную мощность потерь по формуле:

$$P = I_{cp} U_2 = 16,6 \times 10^{-3} \times 9 = 0,1494 \text{ Вт.}$$

Эти потери складываются из потерь в магнитном сердечнике, в шунте R8, в транзисторах преобразователя и в проводах. Последними можно пренебречь из-за их незначительности. Осталось определить потери в шунте и транзисторах. Эти дополнительные потери $P_{д}$ с достаточной для практики точностью можно найти по формуле:

$$P_{д} = \frac{I_{амп}^2 \times (R_8 + R_{DS(on)})}{3} = \frac{0,15^2 \times (1 + 0,54)}{3} = 0,01155 \text{ Вт,}$$

где $R_{DS(on)}$ — сопротивление открытого канала полевого транзистора IRF510.

Зная мощность общих P и дополнительных $P_{д}$ потерь, можно найти мощность потерь P_m в магнитном сердечнике по формуле:

$$P_m = P - P_{д} = 0,1494 - 0,01155 = 0,138 \text{ Вт.}$$

Удельные объемные потери P_y можно найти по формуле:

$$P_y = P_m / V_c = 0,138 / 0,000008423 = 16384 \text{ Вт/м}^3.$$

- Теперь необходимо получить вторую точку на кривой намагничивания. Для этого повышаем напряжение питания U_2 , контролируя

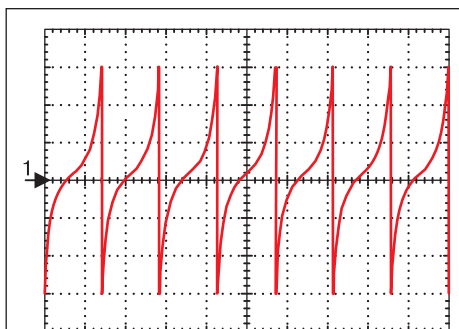


Рис. 6. Форма напряжения на шунте R8 при насыщении сердечника ($U_2 = 14,68 \text{ В}$). Режим измерения: коэффициент канала 200 мВ/дел; коэффициент развертки 100 мкс/дел

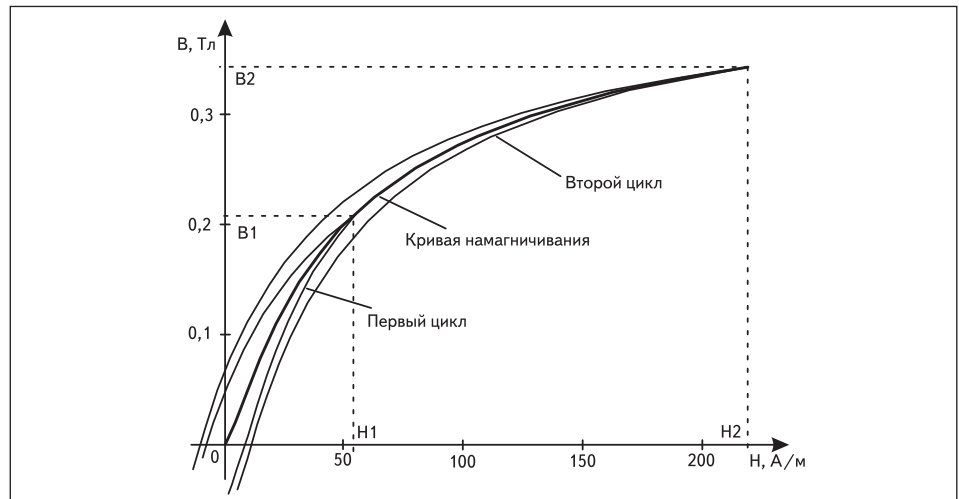


Рис. 7. Основная кривая намагничивания и полученные частные циклы перемагничивания

его форму на шунте R8. При этом можно удовлетвориться достижением картины явного насыщения (рис. 6) или стремиться получить определенную напряженность в сердечнике. В нашем случае картина явного насыщения была получена при напряжении $U_2 = 14,68 \text{ В}$, что соответствует максимальной индукции:

$$B_m = \frac{U_2 \times 10^4}{4 \times FS_c W} = \frac{14,68 \times 10^4}{4 \times 3500 \times 0,825 \times 37} = 0,3435 \text{ Тл.}$$

Если целью является достижение определенной напряженности магнитного поля H в сердечнике, то требуемое для этого амплитудное значение тока $I_{амп}$ можно найти по формуле:

$$I_{амп} = (H l_m) / W.$$

- При помощи осциллографа измерим амплитудное значение напряжения, падающего на шунте R8 (рис. 6): $U_{R8амп} = 600 \text{ мВ}$. Рассчитаем максимальный ток, протекающий через обмотку, по формуле:

$$I_{амп} = U_{R8амп} / R_8 = 600 \times 10^{-3} / 1 = 600 \text{ мА.}$$

Рассчитаем напряженность магнитного поля в сердечнике по формуле:

$$H = (I_{амп} W) / l_m = 0,6 \times 37 / 0,102 = 217,65 \text{ А/м.}$$

В результате мы получили координаты второй точки на кривой намагничивания:

$$B_2 = 0,3435 \text{ Тл; } H_2 = 217,65 \text{ А/м.}$$

Основная кривая намагничивания получается как геометрическое место вершин симметричных частных циклов перемагничивания. На рис. 7 изображено положение крайних точек первого и второго частных циклов на кривой намагничивания.

Создание модели сердечника

Для создания модели сердечника можно использовать методику [1]. С недавних пор на моем сайте [6] доступна тестовая версия компьютерной программы GIST_MOD, позволяющей автоматически рассчитывать параметры гистерезисной модели симулятора LTspice. Данная версия пока работает под DOS в среде эмулятора DOSBox [7] и имеет временные ограничения. На рис. 8 изображен

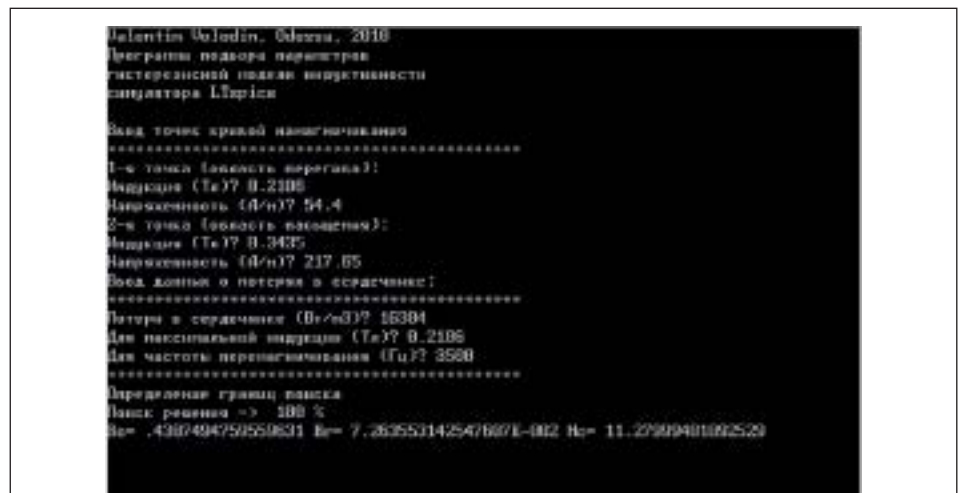
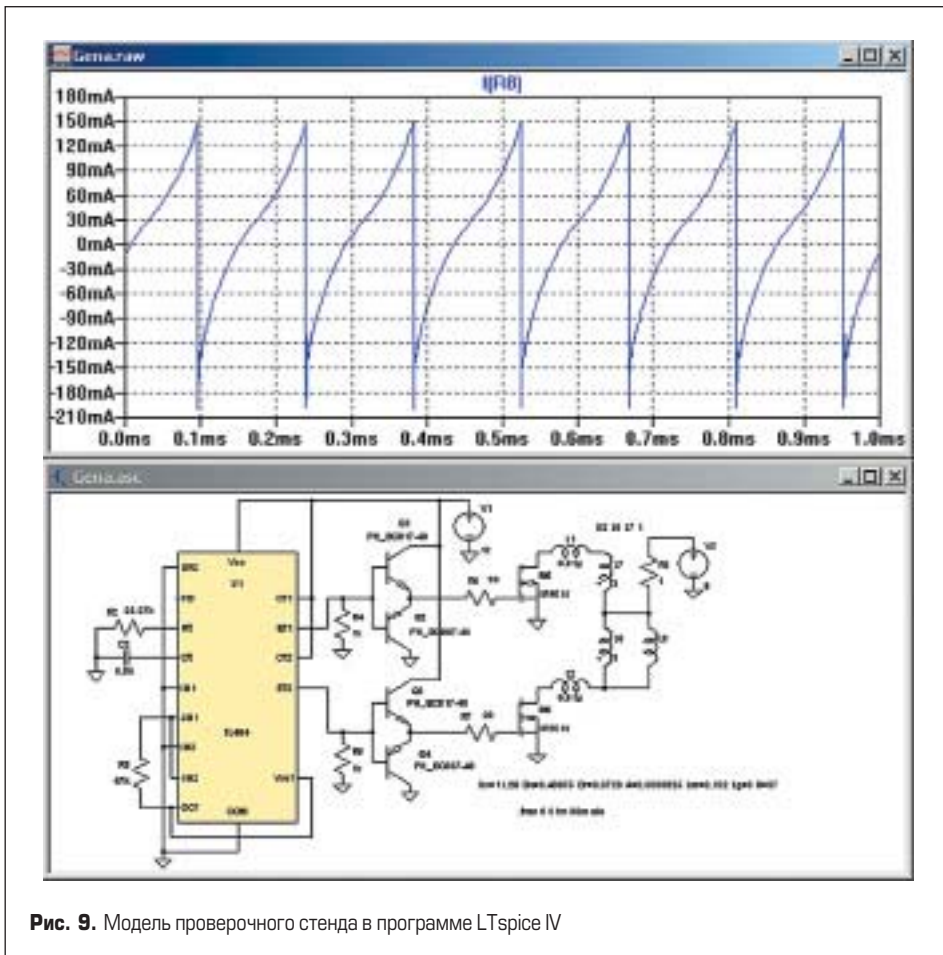


Рис. 8. Экран программы GIST_MOD с результатами расчета параметров гистерезисной модели



Листинг модели стенда:

```

R6 N006 N007 20
R7 N015 N016 20
R8 N002 N008 1
V2 N002 0 9
L6 N008 N013 3 Rser=1m
L7 N004 N008 3 Rser=1m
L8 N008 N013 Hc=11.28 Bs=0.43075 Br=0.0726
A=0.0000825 Lm=0.102 Lg=0 N=37 Rser=1m
V1 N001 0 12
R4 N005 0 1k
R5 N011 0 1k
R2 0 N009 25.27k
C2 0 N010 6.8n
XU1 0 N014 0 N014 NC_01 0 N017 N017 N001
N005 N001 N011 N010 N009 0 N001 #494
Q1 N001 N005 N006 0 PH_BC817-40
Q3 N001 N011 N015 0 PH_BC817-40
Q2 0 N005 N006 0 PH_BC807-40
Q4 0 N011 N015 0 PH_BC807-40
L1 N003 N004 0.61µ
L2 N012 N013 0.61µ
R3 N017 N014 47k
M5 N003 N007 0 0 IRF510
M6 N012 N016 0 0 IRF510
.model NPN NPN
.model PNP PNP
.lib D:\Program Files\LTspice\lib\cmp\standard.bjt
.model NMOS NMOS
.model PMOS PMOS
.lib D:\Program Files\LTspice\lib\cmp\standard.mos
.tran 0 31m 30m uic
K2 L6 L7 1
.lib.\sym\ValVol\ValVol.lib
.backanno
.end
    
```

Рис. 9. Модель проверочного стенда в программе LTspice IV

экран программы с результатами расчета параметров гистерезисной модели, сделанными по материалам этой статьи.

Проверка расчета

Для проверки результатов расчета параметров настройки гистерезисной модели в программе LTspice была создана модель стенда (рис. 9).

В результате моделирования были получены следующие данные:

- для $U_2 = 9\text{ В}$: $I_{cp} = 16,078\text{ мА}$; $I_{амп} = 150\text{ мА}$; $P = 144,7\text{ мВт}$; $P_m = 134,62\text{ мВт}$;
- для $U_2 = 14,68\text{ В}$: $I_{амп} = 600\text{ мА}$.

Моделирование демонстрирует очень хорошее совпадение с экспериментом.

Для сравнения используем справочные параметры феррита M2000NM и повторим моделирование. В этом случае получаем следующее:

- для $U_2 = 9\text{ В}$: $I_{cp} = 33,473\text{ мА}$; $I_{амп} = 135\text{ мА}$; $P = 301,257\text{ мВт}$; $P_m = 291,6\text{ мВт}$;
- для $U_2 = 14,68\text{ В}$: $I_{амп} = 477\text{ мА}$.

Таким образом, предварительное испытание феррита и подбор параметров гистерезисной модели позволяют существенно улучшить точность моделирования.

Создание точной модели сложного электромагнитного компонента

Мы рассмотрели испытательный стенд и методику испытания ферритового сердечника. На основании результатов испытания была создана гистерезисная модель

электромагнитного компонента, демонстрирующая хорошее совпадение со своим реальным прототипом. Перейдем к процессу создания точной модели сложного электромагнитного компонента. Сложными, или интегрированными, обычно называют различные электромагнитные компоненты, имеющие разветвленный сердечник. Обычно они объединяют в себе свойства нескольких элементарных компонентов, таких как трансформаторы и дроссели [2]. Компоненты, которые можно разложить на элементарные составляющие, условно отнесем к сложным компонентам первого типа. Кроме этого, существуют сложные компоненты второго типа, которые невозможно разложить на какие-либо элементарные составляющие. К последним можно отнести трансформатор с электромагнитной «нашлепкой» [3]. «Нашлепка» используется для контроля подмагничивания сердечника трансформатора и сама, будучи выделенной из состава сложного компонента, не способна нормально функционировать.

Рассмотрим создание точной модели сложного электромагнитного компонента второго типа. В качестве экспериментальной базы берем стенд и кольцевой ферритовый сердечник, которые уже использовались в первой части статьи. Для контроля состояния кольцевого сердечника установим на него электромагнитную «нашлепку». В данном случае она выполнена в виде частично спиленного кольцевого сердечника K10×6×3 из феррита M2000NM. Спилев часть сердечника, полу-

чаем подковообразный фрагмент со средним расстоянием между «рогами» подковы 6–7 мм. Спиливание производится на мелкой шкурке-нулевке. После завершения ферритовая пыль отделяется от опилок при помощи небольшого магнита. Далее замешиваем эпоксидный клей, высыпая туда ферритовый порошок и тщательно перемешиваем. Приклеиваем «нашлепку» к основному сердечнику (рис. 10).



Рис. 10. Сердечник электромагнитной «нашлепки», приклеенный к основному сердечнику



Рис. 11. Тестовый сложный электромагнитный компонент в сборе

После того как сердечник склеился, мотаем тестовую обмотку на основной сердечник. В данном случае, как и ранее, обмотка основного сердечника состоит из 37 витков плетеной пары FTP. После намотки путем коммутации проводов плетеной пары формируется обмотка в 74 витка с отводом от середины. Благодаря тому что обмотка намотана плетеной парой, ее половинки имеют очень хорошую магнитную связь. На сердечник «нашлепки» мотаем 30 витков тонкого провода МГТФ (рис. 11).

Создание модели сложного компонента

Коротко напомним общие принципы, согласно которым сложный разветвленный сердечник можно моделировать схемой, состоящей из отдельных независимых катушек с сердечником [2]. Чтобы это стало возможным, модель должна обеспечивать неразрывность потока для последовательных участков и равенство магнитных напряжений для параллельных.

- Для обеспечения неразрывности потока последовательные участки магнитной цепи имитируются параллельным включением индуктивностей, соответствующих отдельным участкам магнитной цепи. При этом участки магнитной цепи, свободные от обмоток, моделируются так же, как и участки, имеющие обмотки. Все участки имеют обмотки с равным количеством витков. В этом случае, согласно закону Фарадея, во всех независимых сердечниках будет протекать один и тот же поток.

Создав модель последовательной магнитной цепи, мы можем находить участки, которые будут насыщаться ранее других. При этом набор катушек будет вести себя абсолютно так, как последовательная магнитная цепь, то есть через каждую катушку будет протекать ток, соответствующий состоянию намагниченности конкретного участка. Электрически все эти токи параллельны. В результате токи суммируются, и вся группа независимых сердечников будет потреблять тот же ток, что последовательная магнитная цепь. Известно, что для магнитной цепи электрический ток ассоциируется с напряженностью и магнитным напряжением,

а электрическое напряжение — с магнитным потоком и индукцией. Поэтому в реалии магнитные напряжения складываются последовательно. А чтобы получить этот же эффект в модели, мы токи, вызывающие эти напряжения, складываем параллельным включением.

- Для обеспечения одинакового магнитного напряжения параллельные магнитные цепи имитируются последовательным включением соответствующих индуктивностей. При этом по обмоткам модельных сердечников протекает равный ток, что гарантирует равное магнитное напряжение WI (ампер-витки) на моделируемых участках.

Создав модель, мы можем имитировать распределение магнитных потоков в параллельных магнитных цепях, находящихся под одинаковым магнитным напряжением. Равенство магнитного напряжения на параллельных магнитных цепях гарантирует одинаковым током, протекающим по обмоткам независимых сердечников модели. Известно, что для магнитной цепи электрический ток ассоциируется с напряженностью и магнитным напряжением, а электрическое напряжение — с магнитным потоком и индукцией. Поэтому в реалии магнитные потоки складываются параллельно. А чтобы получить этот же эффект в модели, мы напряжения, вызывающие эти потоки, складываем последовательным включением. В результате наша модель для внешних цепей будет вести

себя абсолютно аналогично моделируемому прототипу.

- Так как модели последовательных и параллельных магнитных цепей ведут себя так же, как соответствующие прототипы, то данный способ можно использовать для моделирования последовательных, параллельных и смешанных магнитных цепей. При этом модель каждого участка должна иметь материал, длину, сечение и зазор, соответствующие конкретному участку.

На рис. 12 схематически изображена конструкция разветвленного сердечника, и соответствующая ему электрическая схема модели сложного электромагнитного компонента. Собственно сама модель построена на индуктивностях $L5, L6$ и $L7$. Все индуктивности имеют одинаковое количество витков $N = 37$. Индуктивности $L3, L4$ и коэффициент связи $K1$ позволяют сформировать обмотку, имеющую отвод от средней точки. Индуктивности $L1$ и $L2$ имитируют индуктивность рассеяния, которая имеет место между половинками обмотки $L3$ и $L4$. Значение индуктивности рассеяния измеряется на реальном трансформаторе. Индуктивности $L8, L9$ и коэффициент связи $K2$ формируют идеальный трансформатор. Он позволяет получить реальное количество витков обмотки «нашлепки», а также осуществляет гальваническую развязку этой обмотки от остальной модели электромагнитного компонента.

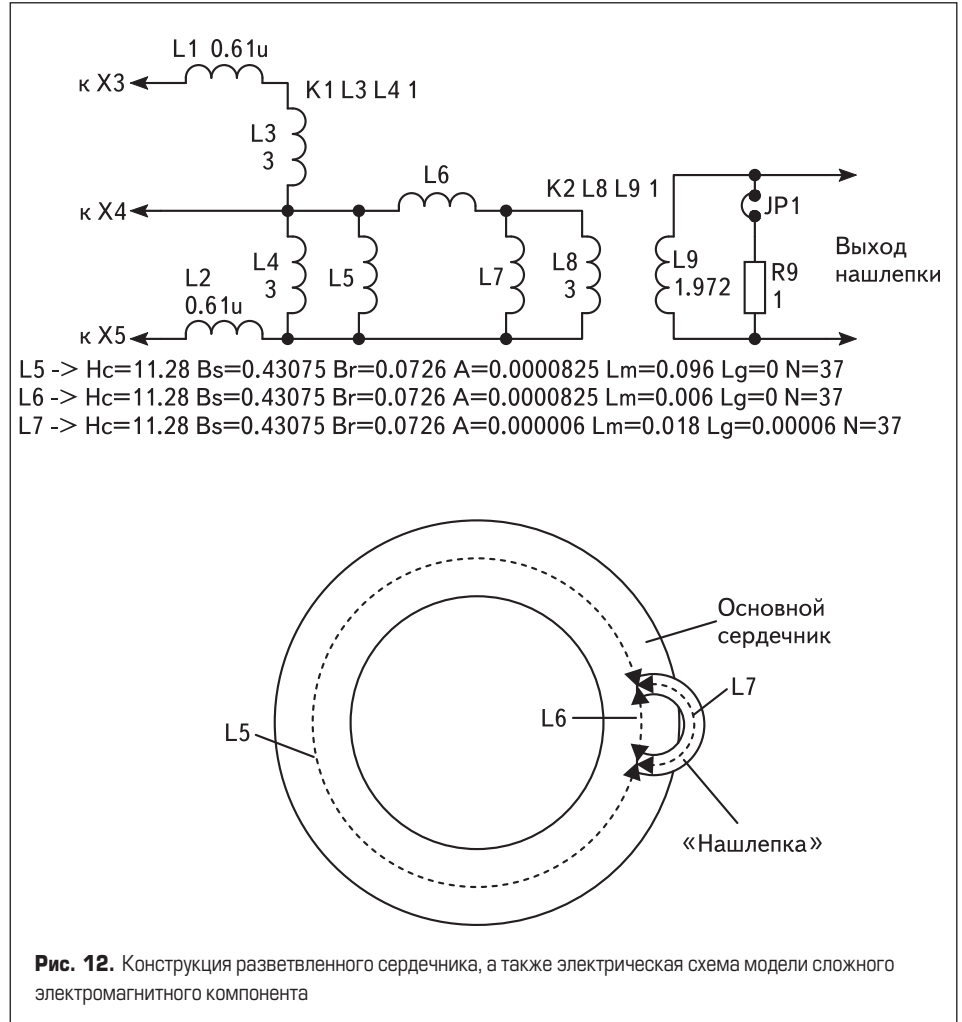


Рис. 12. Конструкция разветвленного сердечника, а также электрическая схема модели сложного электромагнитного компонента

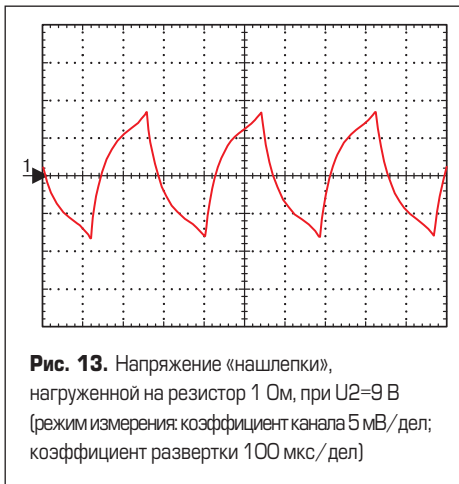


Рис. 13. Напряжение «нашлепки», нагруженной на резистор 1 Ом, при $U_2=9$ В (режим измерения: коэффициент канала 5 мВ/дел; коэффициент развертки 100 мкс/дел)



Рис. 14. Напряжение ненагруженной «нашлепки», при $U_2=9$ В (режим измерения: коэффициент канала 20 мВ/дел; коэффициент развертки 100 мкс/дел)

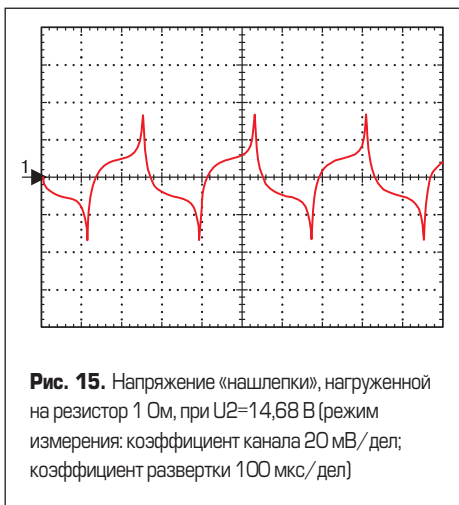


Рис. 15. Напряжение «нашлепки», нагруженной на резистор 1 Ом, при $U_2=14,68$ В (режим измерения: коэффициент канала 20 мВ/дел; коэффициент развертки 100 мкс/дел)

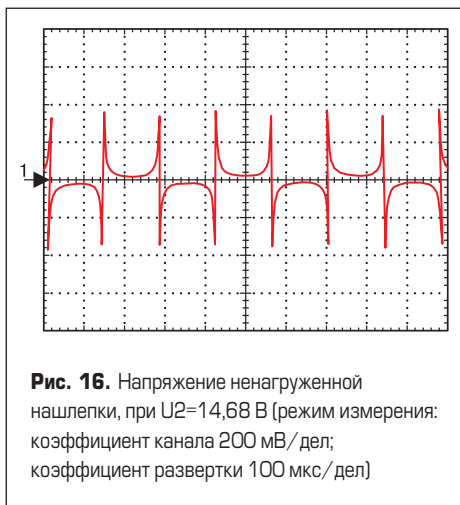


Рис. 16. Напряжение ненагруженной нашлепки, при $U_2=14,68$ В (режим измерения: коэффициент канала 200 мВ/дел; коэффициент развертки 100 мкс/дел)

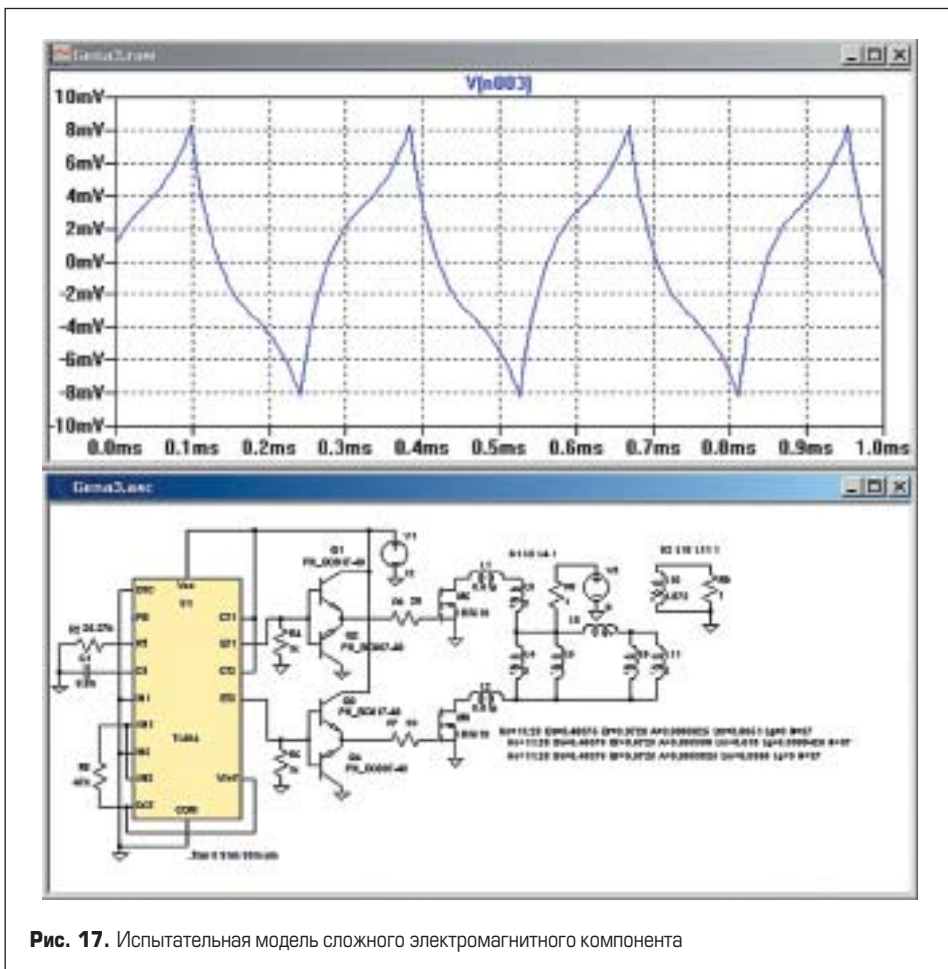


Рис. 17. Испытательная модель сложного электромагнитного компонента

После изготовления сердечника (рис.10) практически все его конструктивные размеры, кроме нескольких, могут быть легко измерены. Исключение составляют длина немагнитного зазора сердечника «нашлепки» в месте ее приклейки и длины магнитных силовых линий для отдельных участков (индуктивности L5, L6 и L7). Длина немагнитного зазора зависит от качества обработки и качества приклейки сердечника «нашлепки». Так как контакт различных участков сердечника осуществляется не в точках, а в некотором объеме, то это не позволяет точно определить длину каждого участка.

Эквивалентная схема участка основного сердечника, охваченного «нашлепкой» (рис. 12), представляет собой индуктивный делитель напряжения L6, L7. Для индуктивности L6 неизвестна точная длина магнитной силовой линии, а для индуктивности L7 — длина немагнитного зазора. Чтобы уточнить эти данные, достаточно измерить напряжение на обмотке «нашлепки» в режиме холостого хода и ток обмотки в режиме короткого замыкания. Режим, близкий к короткому замыканию, можно создать, подключив обмотку «нашлепки» к низкоомному резистору R9 величиной 1 Ом. Для создания режима холостого хода резистор R9 может быть отключен при помощи съемной перемычки JP1.

Испытание сложного электромагнитного компонента

Повторим испытания при двух напряжениях питания — 9 и 14,68 В.

- Напряжение питания $U_2 = 9$ В:
 - частота $F = 3500$ Гц;
 - средний потребляемый ток стэнда $I_{cp} = 16,6$ мА;
 - амплитудный ток $I_{амп} = 0,15$ А;
 - напряжение «нашлепки», нагруженной на резистор 1 Ом, $U_{нн} = 8$ мВ (рис. 13);
 - напряжение ненагруженной «нашлепки» $U_{нх} = 28$ мВ (рис. 14).
- Напряжение питания $U_2 = 14,68$ В:
 - частота $F=3500$ Гц;
 - средний потребляемый ток стэнда $I_{cp} = 36,9$ мА;
 - амплитудный ток $I_{амп} = 0,6$ А;
 - напряжение «нашлепки», нагруженной на резистор 1 Ом, $U_{нн} = 34$ мВ (рис. 15);
 - напряжение ненагруженной «нашлепки» $U_{нх} = 360$ мВ (рис. 16).

Воспользовавшись результатами эксперимента, рассчитаем длину магнитной силовой линии индуктивности L6 и длину немагнитного зазора индуктивности L7. Длину магнитной силовой линии индуктивности L6 (рис. 12) можно найти по формуле:

$$L_{M6} = l_m \frac{U_{нн}}{I_{амп} R_8} = 0,102 \times \frac{0,008}{0,15 \times 1} = 0,00544 \text{ м,}$$

где l_m — средняя длина магнитной силовой линии основного сердечника.

Литература

Если материал основного сердечника совпадает с материалом «нашлепки», то длину ее немагнитного зазора L7 (рис. 12) можно найти по формуле:

$$L_{G7} = \frac{1}{\mu} \times \left(\frac{A_7 L_{M6} U_2}{A_6 U_{нх} K_{Тн}} - L_{M7} \right) = \frac{1}{2000} \times \left(\frac{0,000006 \times 0,00544 \times 9}{0,0000825 \times 0,028 \times 1,233} - 0,018 \right) = 0,0000425 \text{ м,}$$

где: $K_{Тн} = 37/30 = 1,233$ — коэффициент трансформации «нашлепки»; A_6 — сечение сердечника индуктивности L6; A_7 — сечение сердечника индуктивности L7; L_{M6} — длина магнитной силовой линии L6; L_{M7} — длина магнитной силовой линии L7.

Моделирование

Полученные данные подставляем в модель (рис. 17).

Моделирование проводим для тех же напряжений, для которых проводились натурные испытания.

- Напряжение питания $U_2 = 9 \text{ В}$:
 - частота $F = 3500 \text{ Гц}$;
 - средний потребляемый ток стенда $I_{cp} = 16,25 \text{ мА}$;
 - амплитудный ток $I_{амп} = 0,15 \text{ А}$;
 - напряжение «нашлепки», нагруженной на резистор 1 Ом, $U_{нн} = 8 \text{ мВ}$ (рис. 18);
 - напряжение ненагруженной «нашлепки» $U_{нх} = 45 \text{ мВ}$ (рис. 19).
 - Напряжение питания $U_2 = 14,68 \text{ В}$:
 - частота $F = 3500 \text{ Гц}$;
 - средний потребляемый ток стенда $I_{cp} = 30,1 \text{ мА}$;
 - амплитудный ток $I_{амп} = 0,6 \text{ А}$;
 - напряжение «нашлепки», нагруженной на резистор 1 Ом, $U_{нн} = 34 \text{ мВ}$ (рис. 20);
 - напряжение ненагруженной «нашлепки» $U_{нх} = 380 \text{ мВ}$ (рис. 21).
- Результаты моделирования хорошо совпадают с экспериментальными данными.

1. Володин В. Я. Гистерезисная модель нелинейной индуктивности симулятора LTspice // Силовая электроника. 2010. № 1.
2. Володин В. Я. Моделирование сложных электромагнитных компонентов при помощи spice-симулятора LTspice/SwCAD III // Компоненты и технологии. 2008. № 4.
3. Володин В. Я. Способ контроля одностороннего подмагничивания трансформатора преобразователя напряжения // Силовая электроника. 2009. № 2.
4. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. М.: Радио и связь. 1985.
5. http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/PDF/PDF__N87,property=Data__en.pdf/PDF_N87.pdf.
6. <http://valvolodin.narod.ru>.
7. <http://www.dosbox.com>.

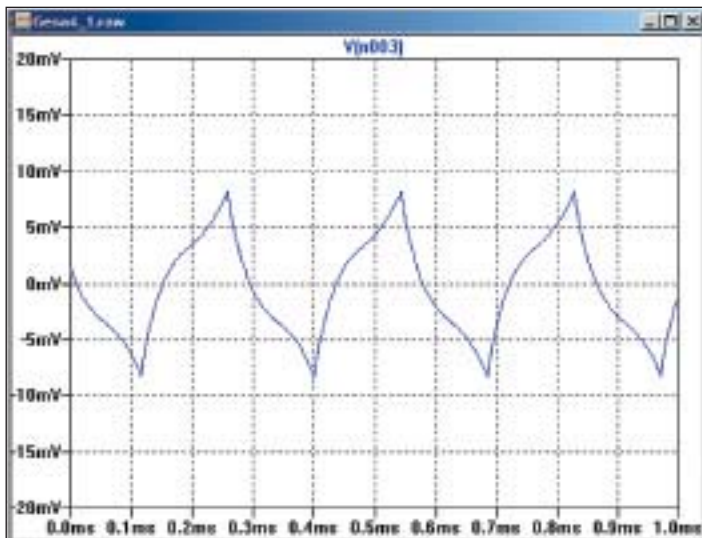


Рис. 18. Напряжение «нашлепки», нагруженной на резистор 1 Ом, при U2=9

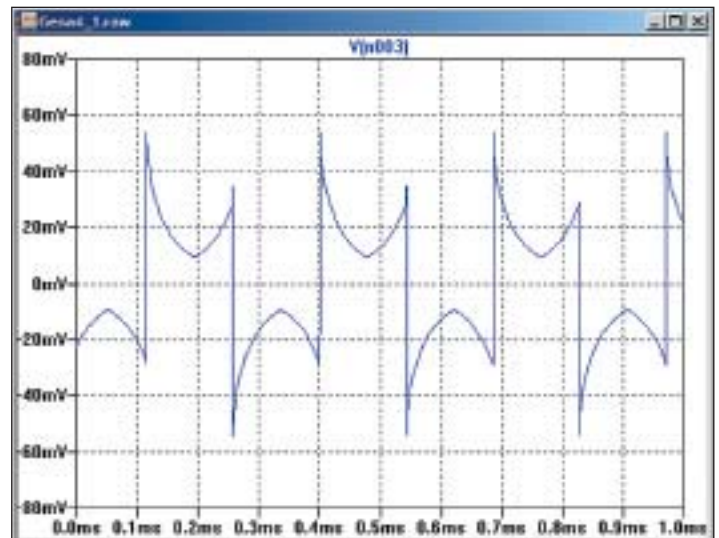


Рис. 19. Напряжение ненагруженной «нашлепки», при U2=9 В

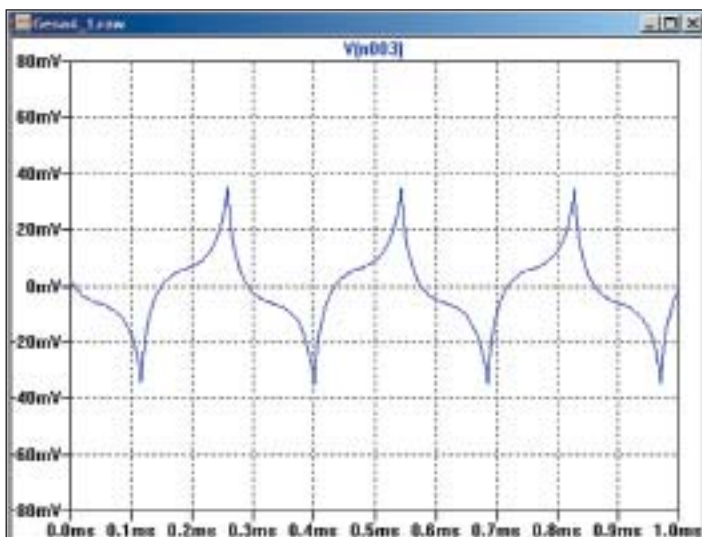


Рис. 20. Напряжение «нашлепки», нагруженной на резистор 1 Ом, при U2=14,68 В

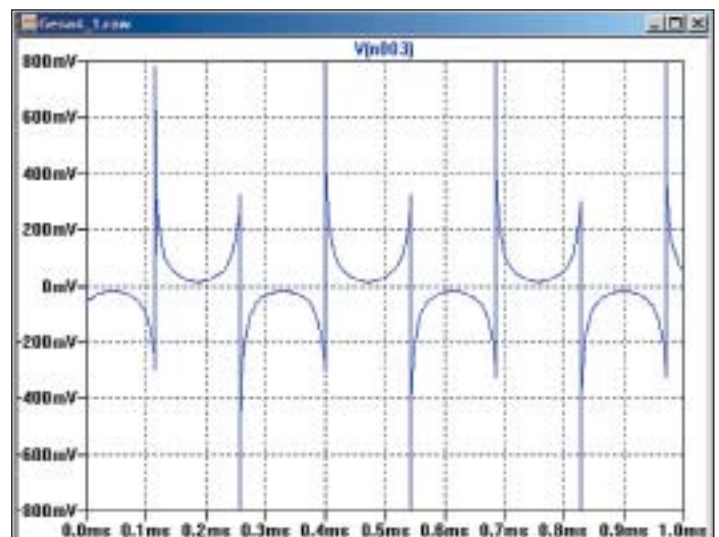


Рис. 21. Напряжение ненагруженной «нашлепки», при U2=14,68 В