

# Опыт моделирования систем силовой электроники в среде OrCAD 9.2

## Часть VII

**В данной статье, которая является продолжением цикла статей, опубликованных в журнале «Силовая электроника» (№ 1, 2 (2004), 2, 4 (2005), 1, 2 (2006)), рассматриваются результаты, полученные авторами в период после выхода журнала «Силовая электроника» № 2 за 2006 год.**

**Юрий Болотовский, к. т. н.**

eltech@ufacom.ru

**Георгий Таназлы, к. т. н.**

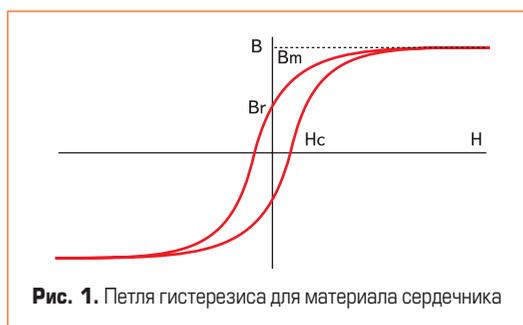
g\_thanazly@mail.ru

### Модель сердечника

Модель сердечника строится по шаблону, созданному на основании модели Джилса-Атертона [1, 2]. Исходными данными для построения модели являются:

1. величина зазора, Gap (сантиметры);
2. площадь поперечного сечения сердечника, Area (квадратные сантиметры);
3. длина средней линии сердечника, Path (сантиметры);
4. коэффициент заполнения сердечника, Pack (безразмерная величина).

Кроме этого, для построения модели сердечника необходимо задать петлю гистерезиса для материала сердечника (рис. 1).



**Рис. 1.** Петля гистерезиса для материала сердечника

На рис. 1 приняты следующие обозначения: 1)  $H_c$  (Эрстед) — напряженность электромагнитного поля сердечника при индукции, равной нулю; 2)  $B_r$  (Гаусс) — индукция в сердечнике при напряженности электромагнитного поля, равной нулю; 3)  $H_m$  (Эрстед) — напряженность электромагнитного поля сердечника при индукции, равной индукции насыщения; 4)  $B_m$  (Гаусс) — индукция насыщения.

Кроме того, задается значение первоначального намагничивания (Initial Perm).

Исходная информация вводится в редакторе Model Editor в таблицы Hysteresis Curve и Parameters. Информация в таблицу Hysteresis Curve вводится в виде:

1. (0,  $B_r$ );
2. ( $H_c$ , 0);
3. ( $H_m$ ,  $B_m$ ).

Попытка более точного построения петли гистерезиса по большему количеству точек не дает положительных результатов, так как в Model Editor рассматриваются только три первые занесенные в таблицу пары чисел.

В версии OrCAD 9.2 используется 2-й уровень (LEVEL = 2) модели сердечника, а в версии OrCAD 10.0 — на выбор 2-й (LEVEL = 2) или 3-й (LEVEL = 3).

Для 3-го уровня вводятся следующие допущения [2].  
1. Петля является статической, ее форма не зависит от частоты изменения напряженности  $H$  поля.  
2. Для модели сердечника индукция насыщения  $B_m$  определяется как асимптота петли гистерезиса.

Производители сердечников обычно определяют насыщение как точку на петле гистерезиса, выше которой снижение проницаемости в сердечнике начинает ограничивать его применение.

Если значение  $B_m$  принимается непосредственно из справочных таблиц производителей сердечников, то модели сердечника будут работать с заниженным значением величины  $B_m$ . Принимая во внимание различные определения индукции насыщения, не рекомендуется использовать значения  $B_m$  из справочных данных; вместо этого используйте значения  $B_m$ , определенные непосредственно по петле гистерезиса.

3. Модель воздушного зазора некорректна при низких рабочих частотах (обычно  $< 100$  Гц).

Погрешность вызвана резистором с сопротивлением 0,001 Ом, помещенным последовательно с индуктивностью сердечника. Для повышения точности моделирования воздушного зазора убедитесь, что выполняется одно из нижеперечисленных условий:

- a) сопротивление обмотки больше или равно 0,1 Ом;
- b) индуктивная составляющая импеданса ( $Z_L$ ) больше или равна 0,1 Ом. Величина индуктивной составляющей импеданса рассчитывается как:

$$|Z_L| = \omega \times L_{eq}$$

где  $\omega$  — угловая частота;  $L_{eq}$  — эквивалентная индуктивность.

При замене  $L_{eq}$  на эквивалентное выражение получаем:

$$|Z_L| = 2\omega\mu n^2 L,$$

где  $\mu$  — магнитная проницаемость;  $A$  — площадь;  $n$  — число витков;  $L$  — длина.

4. Расчет цепи, содержащей сердечник, индукция насыщения  $B_m$  в котором по величине больше, чем  $10^6 \times H_c$ , может расходиться [2].

В случае возникновения проблем со сходимостью при моделировании сердечника с очень большой индукцией насыщения и очень низкой коэрцитивной силой следует заменить сердечник на идеальный, модель которого обеспечивает расчет при бесконечной индукции насыщения и нулевой коэрцитивной силе.

В [3] рассмотрены вопросы модификации PSpice-модели магнитного сердечника, позволяющие определять его параметры по справочным характеристикам, а также предложены модификации PSpice-модели для учета магнитных свойств материалов.

В качестве примера рассмотрим работу по созданию модели сердечника в редакторе Model Editor (LEVEL = 2).

**Пример 1.**

Дан магнитный материал с параметрами  $B_r = 1441,8$  Гс,  $H_c = -0,332$  Э,  $H_m = 9,9$  Э,  $B_m = 3794,8$  Гс и начальным намагничиванием, равным 1612. Из этого магнитного материала выполнен сердечник с параметрами  $Gap = 0$ ,  $Area = 0,64$  см<sup>2</sup>,  $Path = 8,79$  см,  $Pack = 1$ .

Таблица Hysteresis Curve, в которую заносятся характеристики магнитного материала, и кривая гистерезиса для приведенных параметров показаны на рис. 2.

Геометрические параметры сердечника (Gap, Area, Path, Pack), а также рассчитанные в редакторе PSpice Model Editor параметры модели сердечника: MS — намагниченность насыщения (magnetization saturation) (ампер/метр); A — параметр формы безгистерезисной кривой намагничивания (thermal energy parameter) (ампер/метр); C — постоянная упругого смещения доменных границ (domain flexing parameter); K — постоянная подвижности доменов (domain anisotropy parameter) (ампер/метр).

Приведенные параметры модели сердечника могут быть получены как с помощью расчета в редакторе PSpice Model Editor, так и внесены пользователем.

На рис. 3 приведена таблица Parameters, в которую внесены заданные и вычисленные параметры модели сердечника.

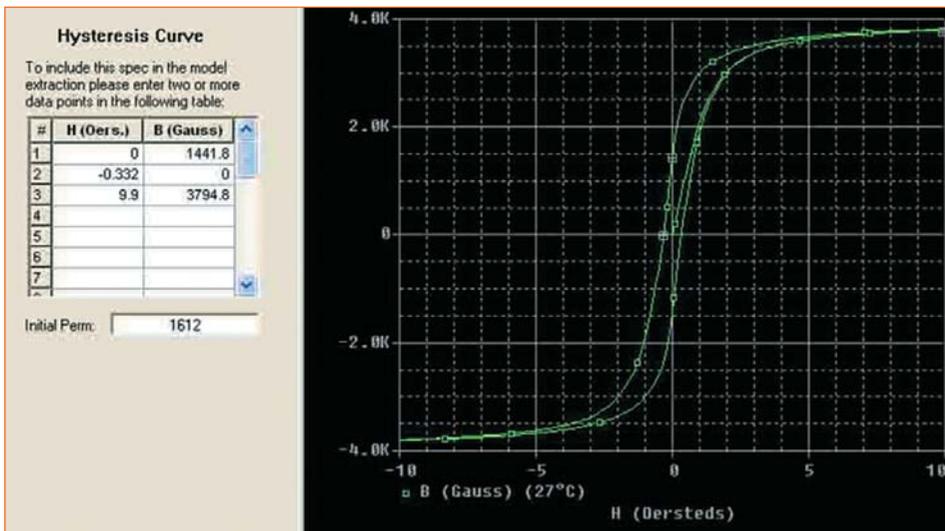


Рис. 2. Таблица Hysteresis Curve

Param	Value	Minimum	Maximum	Default	Active	Fixed
LEVEL	2	1	2	2	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
GAP	0	0	1e+030	0	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
MS	314910	1	1e+030	1000000	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
A	33.617	1	1e+030	1000	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
C	0.20782	0.01	1e+030	0.2	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
K	40.269	1	1e+030	500	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
AREA	0.64	1e-006	1e+030	0.1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
PATH	8.79	1e-006	1e+030	1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
PACK	1	1e-006	1e+030	1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Рис. 3. Таблица Parameters

Simulation Parameters				
Property Name	Description	Value	Default	Unit
OD	Outer Diameter	3.6	1	cm
ID	Inner Diameter	2.0	0	cm
AREA	Cross Sectional Area cm**2	0.24	1	cm**2
GAP	Core Gap	0	0	cm
BR	Residual Flux Dens.	1441.8	1000	Gauss
BM	Saturated Flux Dens.	3894.8	2000	Gauss
HC	Coercive Mag. Force	-0.332	0.2	Oersted

Рис. 4. Таблица Simulation Parameters для случая моделирования сердечника типа Toroidal

Теперь рассмотрим тот же самый пример для LEVEL = 3. В этом случае возможно моделирование двух видов сердечника: Toroidal и Nonlinear Ferrite [2]. Рассмотрим сначала описание сердечника типа Toroidal.

Параметры сердечника приведены в таблице 1.

На рис. 4. приведена таблица Simulation Parameters, полученная в результате работы в редакторе Model Editor для следующих исходных данных: OD = 3,6 см, ID = 2,0 см, AREA = 0,24 см<sup>2</sup>, GAP = 0, BR = 1441,8 Гаусс, BM = 3794,8 Гаусс, HC = -0,332 Эрстеда.

Таблица 1. Параметры сердечника типа Toroidal

Параметры модели	Определение	Размерность	Значение по умолчанию
OD	Внешний диаметр	см	1
ID	Внутренний диаметр	см	0
AREA	Площадь поперечного сечения	см <sup>2</sup>	1
GAP	Величина воздушного зазора	см	NULL
BR	Индукция в сердечнике при напряженности электромагнитного поля, равной нулю	Гаусс	1000
BM	Индукция насыщения	Гаусс	2000
HC	Напряженность электромагнитного поля сердечника при индукции, равной нулю	Эрстед	0,2

Таблица 2. Параметры сердечника типа Nonlinear Ferrite

Параметры модели	Определение	Размерность	Значение по умолчанию
LENGTH	Длина средней линии сердечника	см	1
AREA	Площадь поперечного сечения	см <sup>2</sup>	1
GAP	Величина воздушного зазора	см	NULL
BR	Индукция в сердечнике при напряженности электромагнитного поля, равной нулю	Гаусс	1000
BM	Индукция насыщения	Гаусс	2000
HC	Напряженность электромагнитного поля сердечника при индукции, равной нулю	Эрстед	0,2

Simulation Parameters				
Property Name	Description	Value	Default	Unit
LENGTH	Core Path Length	7.54	1	cm
AREA	Cross Sectional Area cm**2	0.24	1	cm**2
GAP	Core Gap	0	0	cm
BR	Residual Flux Dens.	1441.8	1000	Gauss
BM	Saturated Flux Dens.	3894.8	2000	Gauss
HC	Coercive Mag. Force	-0.332	0.2	Oersted

Рис. 5. Таблица Simulation Parameters для случая моделирования сердечника типа Nonlinear Ferrite

В случае моделирования сердечника типа Nonlinear Ferrite параметры приведены в таблице 2.

На рис. 5 приведена таблица Simulation Parameters, полученная в результате работы в редакторе Model Editor для следующих исходных данных: LENGTH = 7,54 см, AREA = 0,24 см<sup>2</sup>, GAP = 0, BR = 1441,8 Гаусс, BM = 3794,8 Гаусс, HC = -0,332 Эрстеда.

Поясним, каким образом моделируется воздушный зазор сердечника в зависимости от различных соотношений величины зазора и остальных геометрических размеров сердечника [1, 2].

Если величина зазора мала по сравнению с остальными размерами сердечника, полагается, что все магнитные линии проходят непосредственно через зазор и практически отсутствует явление их «выпучивания» (незначительные выпучивания несколько увеличивают реальную величину воздушного зазора). Картина распределения поля в сердечнике и его окрестности приводит к уравнению:

$$H_{core} \times L_{core} + H_{gap} \times L_{gap} = n \times I, \quad (1)$$

где  $n \times I$  — число ампер-витков катушки, намотанной на сердечник;  $H_{core}$  — напряженность магнитного поля в сердечнике;  $H_{gap}$  — напряженность магнитного поля в зазоре;  $L_{core}$  — длина средней линии сердечника;  $L_{gap}$  — величина зазора.

Считая, что величина зазора мала, можно положить, что  $B_{gap} = H_{gap}$  и  $B_{gap} = B_{core}$ , где  $B_{gap}$  — индукция зазора;  $B_{core}$  — индукция сердечника.

Таким образом, уравнение (1) приводится к виду:

$$H_{core} \times L_{core} + B_{core} \times L_{gap} = n \times I. \quad (2)$$

В рамках модели Джилса—Атертона решение данного уравнения вызывает затруднения. Это определяется тем, что зависимость  $B$  от  $H$  на кривой намагничивания неоднозначна, поскольку на нее влияет история намагничивания сердечника. Однако существует графический метод, позволяющий определить  $B_{core}$  и  $H_{core}$  при заданном произведении  $n \times I$ , который сводится к следующему:

1. Берется петля гистерезиса для сердечника без зазора;
2. Проводится линия от рассматриваемого значения ампер-витков  $n \times I$  под наклоном —  $L_{core}/L_{gap}$  (для  $L_{gap} = 0$  это вертикаль);
3. Находится точка пересечения линии с гистерезисной кривой  $B-H$ .

Определяются координаты найденной точки пересечения в осях  $B-H$  для сердечника с зазором. Полученное значение ампер-витков  $n \times I$  определяет  $H_{core}$ , однако реальное значение  $H_{core}$  меньше. Результат: меньшее значение для  $B_{core}$  для которого по кривой  $B-H$  определяются параметры сердечника с зазором. При моделировании реализуется цифровой эквивалент вышеописанной графической процедуры.

Результирующая петля гистерезиса  $B-H$  записывается в файл \*.dat как  $B_{core}$  и  $H_{apparent}$ .

Параметры катушек индуктивности, выполненных на общем сердечнике, получают следующим образом. Характеристика материалов сердечника может быть получена при использовании свойства Parts и уточнена с применением программ PSpice и Probe. В моделях используется метрическая система, однако результаты для Probe преобразуются в гауссы и эрстеды, которые могут отображаться на экране, путем выбора  $B$  (Kxxx) и/или  $H$  (Kxxx) во вкладке Add Trace, где xxx — порядковый номер сердечника. Традиционная кривая гистерезиса  $B-H$  строится в результате анализа переходных процессов, протекающих при пропуске тока через тестируемую катушку индуктивности, с отображением  $B$  (Kxxx) по оси ординат при установке аргументом  $H$  (Kxxx).

Интересный подход к моделированию сложных электромагнитных компонентов (дресселей, трансформаторов и т. д. приведен в журнале «Компоненты и технологии» (№ 4 за 2008 год) в статье Валентина Володина [4]).

### Модель трансформатора

OrCAD 9.x и 10.x позволяют реализовать следующие модели трансформатора.

1. Воздушный трансформатор. Данный трансформатор строится как система индуктивно связанных катушек. Для индуктивной связи катушек вводится специальный элемент K\_Linear из библиотеки Analog.olb. В его свойствах указываются имена индуктивно связанных катушек и значение коэффициента связи Coupling. Допускается использование до шести обмоток. Коэффициент трансформации  $K$  определяется следующим образом:

$$K = \sqrt{L2 / L1},$$

где  $L2$  — индуктивность вторичной обмотки;  $L1$  — индуктивность первичной обмотки.

Модель устройства с трансформатором должна обеспечивать потенциальную связь между обмотками.

Поскольку обмотки трансформатора имеют начала и концы, следует обращать внимание на то, что в случае вертикального расположения индуктивно связанных обмоток для их встречного включения допустимо использование функции Mirror Vertically и недопустимо использование функции Mirror Horizontally. В случае горизонтального размещения индуктивно связанных обмоток для их встречного включения допустимо использование функции Mirror Horizontally и недопустимо использование функции Mirror Vertically.

На рис. 6 иллюстрируется перестановка с использованием функции Mirror Vertically и Mirror Horizontally. Исходное состояние индуктивностей при их согласном включении приведено на рис. 6а, расположение индуктивностей после применения функции Mirror Horizontally приведено на рис. 6б, после применения функции Mirror Vertically — на рис. 6в.

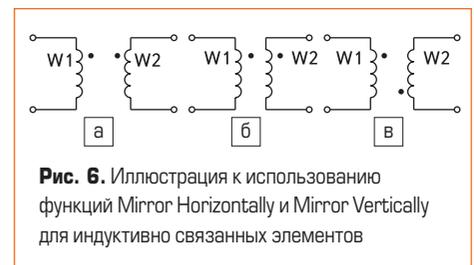


Рис. 6. Иллюстрация к использованию функций Mirror Horizontally и Mirror Vertically для индуктивно связанных элементов

Индуктивности рассеяния обмоток моделируются посредством включения индуктивностей соответствующей величины последовательно с обмотками трансформатора.

В случае, если необходимо учесть активное сопротивление обмоток, соответствующие сопротивления вводятся последовательно с индуктивностями обмоток.

Возможно построение модели трансформатора с количеством обмоток больше двух для случая различных коэффициентов связи между обмотками. При этом вводится несколько элементов K\_Linear, в каждом из которых задаются номера связанных через этот элемент обмоток и соответствующий им коэффициент связи. На индуктивности обмоток и соответствующие им коэффициенты связи накладываются определенные ограничения [5]. Для трехобмоточного трансформатора, например, необходимо, чтобы выполнялось следующее неравенство:

$$K12^2 + K13^2 + K23^2 - 2 \times K12 \times K13 \times K23 \leq 1.$$

Здесь  $Kij$  — коэффициент связи (Coupling) между  $i$ -й и  $j$ -й обмотками.

#### Пример 2.

На рис. 7 приведена схема модели с воздушным трансформатором. Модель состоит из источника переменного напряжения VSIN, индуктивно связанных обмоток L1 и L2 (включенных согласно) и резисторов R1 и R2. Параметры элементов схемы приведены на рисунке.

На рис. 8 приведены осциллограммы напряжений на первичной и вторичной обмотках трансформатора для схемы (рис. 7).

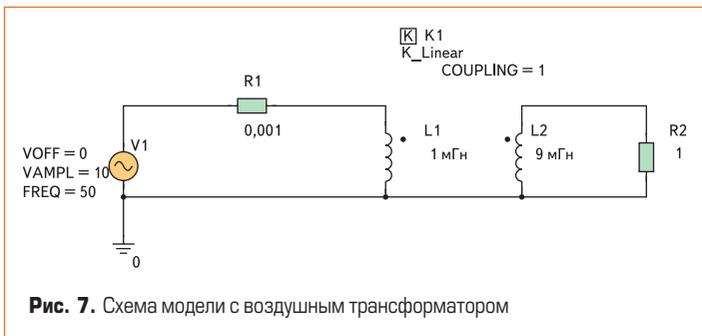


Рис. 7. Схема модели с воздушным трансформатором

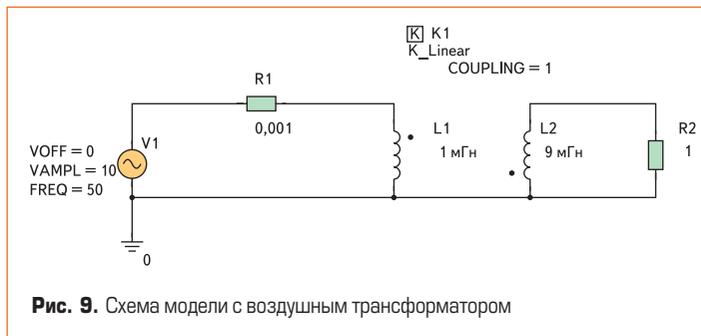


Рис. 9. Схема модели с воздушным трансформатором

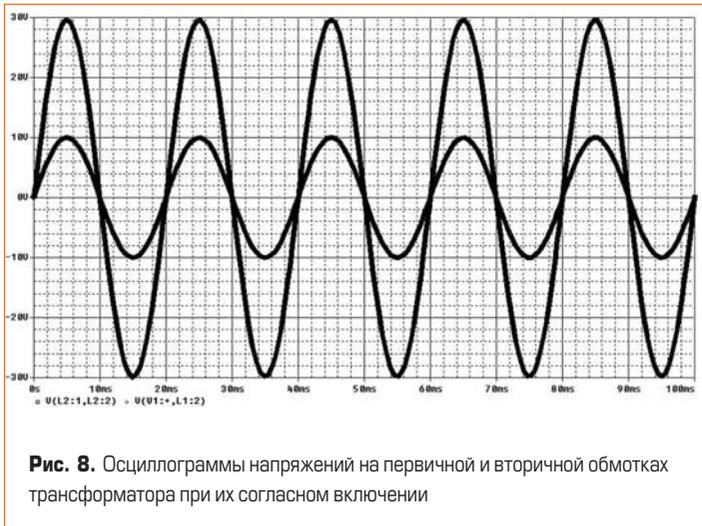


Рис. 8. Осциллограммы напряжений на первичной и вторичной обмотках трансформатора при их согласном включении



Рис. 10. Осциллограммы напряжений на первичной и вторичной обмотках трансформатора при их встречном включении

Пример 3.

На рис. 9 приведена схема модели с воздушным трансформатором. Модель состоит из источника переменного напряжения VSIN, индуктивно связанных обмоток L1 и L2 (включенных встречно) и резисторов R1 и R2. Параметры элементов схемы приведены на рисунке.

На рис. 10 приведены осциллограммы напряжений на первичной и вторичной обмотках трансформатора для схемы (рис. 9).

2. Трансформатор с сердечником. Модель трансформатора с сердечником строится на основе модели сердечника. При этом количество обмоток трансформатора ограни-

чено шестью. В отличие от воздушного трансформатора обмотка характеризуется не величиной индуктивности, а количеством витков; коэффициент трансформации между соответствующими обмотками определяется как отношение количества витков.

Пример 4.

На рис. 11 приведена модель трансформатора, в котором использована модель сердечника из примера 1.

На рис. 12 приведены осциллограммы индукции в сердечнике, входного и выходного напряжений для случая, когда начальная фаза синусоидального источника напряжения VSIN имеет нулевое значение. Характерным для этого случая является длительный переходный процесс установления симметричной относительно оси абсцисс кривой индукции в сердечнике. Длительность этого процесса зависит от величины сопротивления R1. Увеличение значения этого сопротивления приводит к сокращению длительности переходного процесса. На рис. 13 приведены осциллограммы индукции в сердечнике, входного и выходного напряжений для случая, когда начальная фаза синусоидального источника напряжения VSIN имеет значение, равное 90 градусам электрическим (косинусоида). Характерным для этого случая является то, что симметричная относительно оси абсцисс кривая индукции устанавливается практически сразу.

Рекомендуется, если имеется такая возможность, для сокращения длительности переходного процесса анализировать трансформаторы и системы с ними таким образом, чтобы на первичную обмотку подавалось косинусоидальное напряжение.

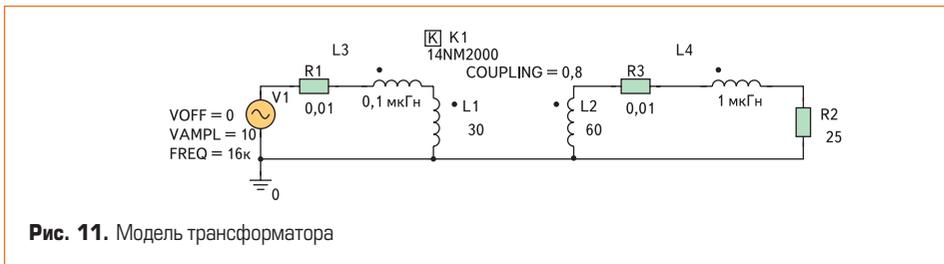


Рис. 11. Модель трансформатора

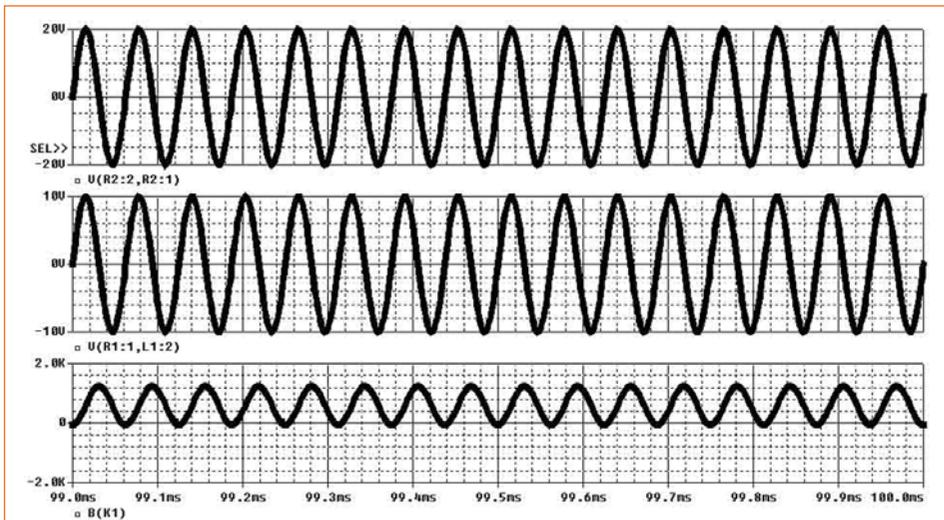


Рис. 12. Осциллограммы индукции в сердечнике, входного и выходного напряжений для случая, когда начальная фаза синусоидального источника напряжения VSIN имеет нулевое значение

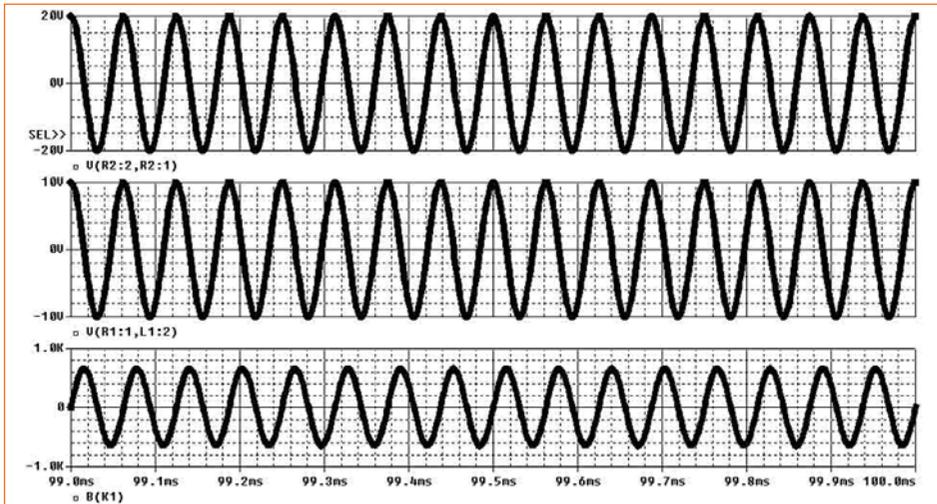


Рис. 13. Осциллограммы индукции в сердечнике, входного и выходного напряжений для случая, когда начальная фаза синусоидального источника напряжения имеет значение 90 градусов электрических

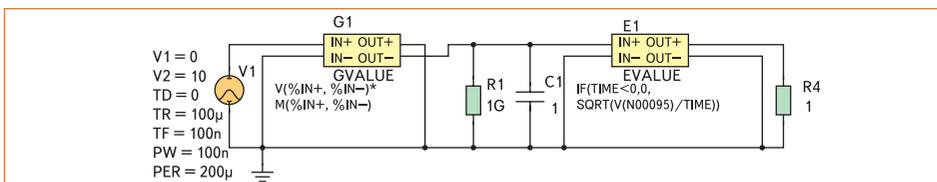


Рис. 14. Схема модели устройства, вычисляющего текущее среднеквадратичное отклонение переменной (RMS)



Рис. 15. Осциллограммы напряжения прямоугольной формы, подаваемого на модель источником питания VPULSE, выходного напряжения модели, снимаемого с резистора R4, значения сигнала, полученного с помощью обработки входного стандартной функцией RMS и разности значений RMS, полученного на модели и вычисленного с помощью стандартной функции

**Модель устройства, вычисляющего текущее среднеквадратичное отклонение переменной (RMS)**

Схема модели устройства, вычисляющего текущее среднеквадратичное отклонение переменной (RMS) [6], приведена на рис. 14.

На рис. 14 вместо номера N00095, который используется в выражении элемента EVALUE, следует использовать номер, который будет присвоен узлу на входе IN+ модели EVALUE в вашем списке соединений.

В схеме используются элементы GVALUE и EVALUE из библиотеки ABM.OLB. Входное

напряжение подается на схему от источника VPULSE (библиотека source.lib). Выходной сигнал снимается с сопротивления R4.

Численные значения параметров элементов приведены на схеме (рис. 14).

В перечне стандартных функций среды OrCAD имеется функция RMS (γ). Тестирование данной модели производилось с использованием этой функции.

На рис. 15 приведены осциллограммы (снизу вверх) напряжения, подаваемого на модель источником VPULSE, выходного напряжения модели, снимаемого с резистора R4, значения сигнала, полученного с помощью обработки входного стандартной функцией RMS и разности

значений RMS, полученного на модели и вычисленного с помощью стандартной функции.

На рис. 16 приведены осциллограммы (снизу вверх) напряжения треугольной формы, подаваемого на модель источником питания VPULSE, выходного напряжения модели, снимаемого с резистора R4, значения сигнала, полученного с помощью обработки входного стандартной функцией RMS и разности значений RMS, полученного на модели и вычисленного с помощью стандартной функции.

Из верхних осциллограмм на рисунках 15–16 следует, что для рассматриваемых сигналов модель обеспечивает высокую точность воспроизведения функции RMS.

**Модель синусоидального генератора, управляемого напряжением**

В [7] дана модель синусоидального генератора, управляемого напряжением. Схема модели приведена на рис. 17.

В схеме используются элементы INTEG и SIN из библиотеки ABM.OLB. Входное напряжение подается на схему от источника VPULSE (библиотека source.lib). Выходной сигнал снимается с сопротивления R3.

Численные значения параметров элементов приведены на схеме (рис. 17).

На рис. 18 приведены осциллограммы (снизу вверх) напряжения, подаваемого на модель устройства от источника VPULSE, выходного напряжения модели и напряжения, снимаемого с выхода элемента INTEG.

Значение частоты выходного сигнала определяется входным напряжением и коэффициентом усиления элемента INTEG. Амплитуда выходного сигнала определяется коэффициентом при синусоиде элемента SIN. В рассматриваемом случае амплитуда равна 1.

**Модель детектора фаз**

Схема модели фазного детектора [7] приведена на рис. 19.

В схеме используются элементы GAIN, LIMIT и MULT из библиотеки ABM.OLB. Входное напряжение подается на схему от двух источников типа VSIN (библиотека source.lib). Выходной сигнал снимается с сопротивления R1.

В качестве примера рассмотрим определение сдвига фаз между двумя синусоидами, задаваемыми источниками V1 и V2. Амплитуды синусоид — 10 вольт, частота — 1 кГц, сдвиг фаз между синусоидами — 45 градусов (начальная фаза источника V1 — 0, начальная фаза источника V2 — 45 градусов).

На рис. 20 приведена осциллограмма, на которой изображены входные напряжения и выходное напряжение, снимаемое с сопротивления R1.

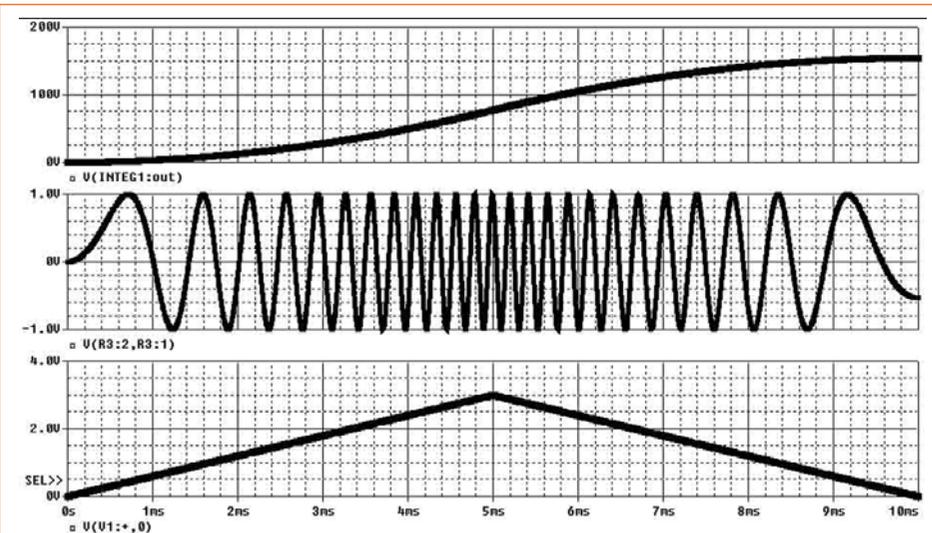
Сдвиг по фазе в градусах можно определить по формуле:

$$\Delta\phi = 180 \times [1 - (2 \times A) / T],$$

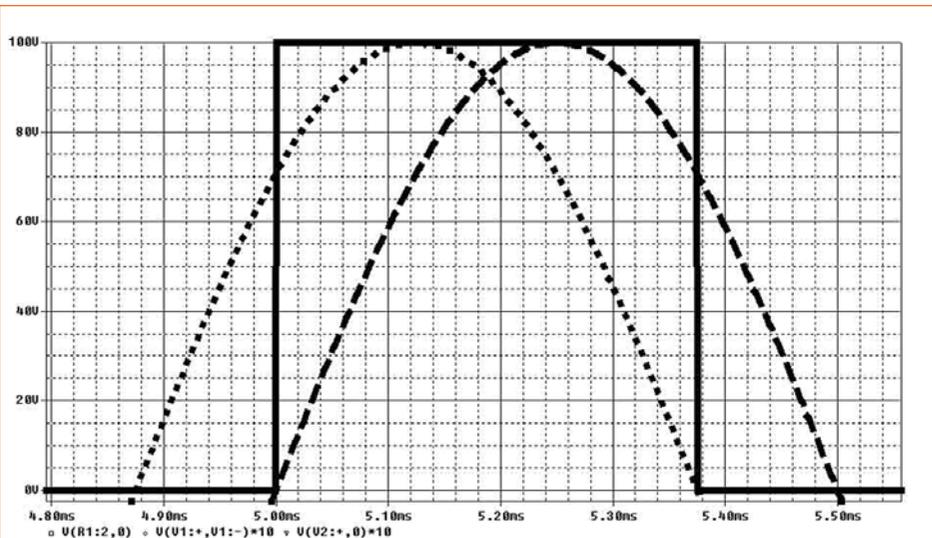
где: Δφ — сдвиг по фазе между входными сигналами, градусы; T — период входных сигналов; A — длительность выходного импульса.



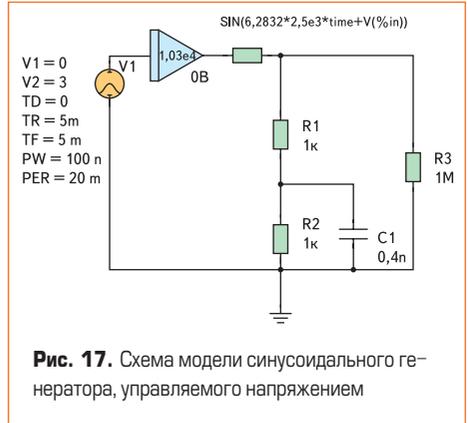
**Рис. 16.** Осциллограммы напряжения треугольной формы, подаваемого на модель источником питания VPULSE, выходного напряжения модели, снимаемого с резистора R4, значения сигнала, полученного с помощью обработки входного стандартной функцией RMS и разности значений RMS, полученного на модели и вычисленного с помощью стандартной функции



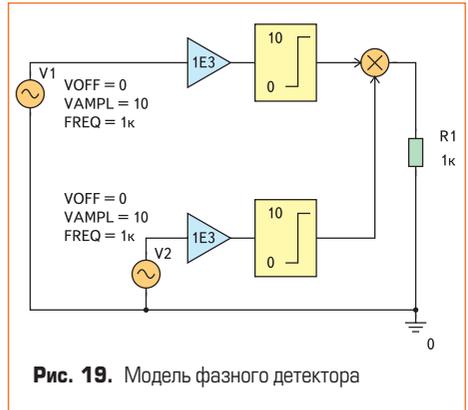
**Рис. 18.** Осциллограммы напряжения, подаваемого на модель устройства от источника VPULSE, выходного напряжения модели и напряжения, снимаемого с выхода элемента INTEG



**Рис. 20.** Осциллограммы входных и выходного напряжений фазного детектора



**Рис. 17.** Схема модели синусоидального генератора, управляемого напряжением



**Рис. 19.** Модель фазного детектора

В рассматриваемом примере  $T = 1000$  мкс,  $A = 374,4$  мкс (измерено по осциллограмме). Тогда:

$$\Delta\varphi = 180 \times [1 - (2 \times 374,4 \times 10^{-6}) / (1000 \times 10^{-6})] = 45,2^\circ.$$

Погрешность  $0,2^\circ$  определяется погрешностью измерения по осциллограмме величины  $A$ .

### Модель нелинейной емкости

В [7] дана модель нелинейной емкости. Как известно, для линейной емкости формулы заряда и тока выглядят следующим образом:

$$Q = C \times V, \quad (3)$$

$$I = C \times dV(t) / dt. \quad (4)$$

Для нелинейной зависимой от напряжения и независимой от времени емкости эти формулы могут быть записаны в виде:

$$Q = C(V) \times dV, \quad (5)$$

$$I = C(V) \times dV(t) / dt. \quad (6)$$

Это применимо в случае, когда величина емкости измеряется при различных начальных условиях. Для случая, если  $V$  является функцией времени, можно записать:

$$Q = C(V) \times V. \quad (7)$$

Следовательно:

$$I = dQ / dt = C(V(t)) \times dV(t) / dt + dC(V(t)) / dt \times V(t). \quad (8)$$

Это не вполне корректно, поскольку уравнение (7) не совсем точно. Хотя (3) верно для линейной емкости, общее определение заряда описывается уравнением (5). Емкость — это отношение частной производной заряда к напряжению, то есть:

$$I = dQ / dt = Q / V = C(V) \times dV / dt. \quad (9)$$

Данное соотношение между током, протекающим через нелинейный конденсатор, и производной напряжения, приложенного к нему, может быть получено с использованием функциональной модели нелинейного конденсатора.

Схема модели нелинейного конденсатора приведена на рис. 21.

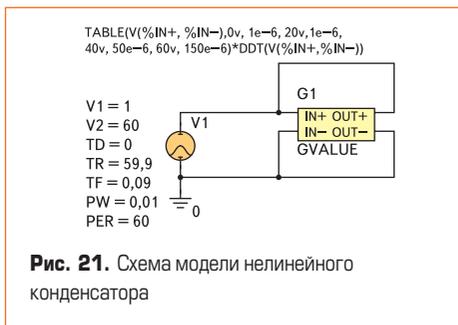


Рис. 21. Схема модели нелинейного конденсатора

Модель построена с применением элемента GVALUE из библиотеки ABM.OLB. В модели применено полиномиальное задание нелинейности. Для обеспечения изменяющегося напряжения, прикладываемого к конденсатору, используется источник напряжения VPULSE (библиотека source.lib).

В рассматриваемом примере нелинейность задается следующей таблицей:

Напряжение, В	Емкость, мкФ
0	1
20	10
40	50
60	150

Численные значения параметров элементов приведены на схеме (рис. 21).

Между указанными в таблице точками величина емкости изменяется линейно.

На рис. 22 приведены (снизу вверх) осциллограммы зависимости емкости от прикладываемого напряжения V1 и собственно прикладываемого напряжения V1.

Работа модели построена на том, что емкость является отношением тока к производной от прикладываемого напряжения. Из осциллограммы (рис. 22) видно, что значения напряжений и емкостей из таблицы соответствуют таковым на осциллограмме.

### Модель нелинейной индуктивности

В [7] дана модель нелинейной индуктивности. Как известно, напряжение на нелинейной индуктивности может быть записано следующим образом:

$$V = L \times dI / dt. \quad (10)$$

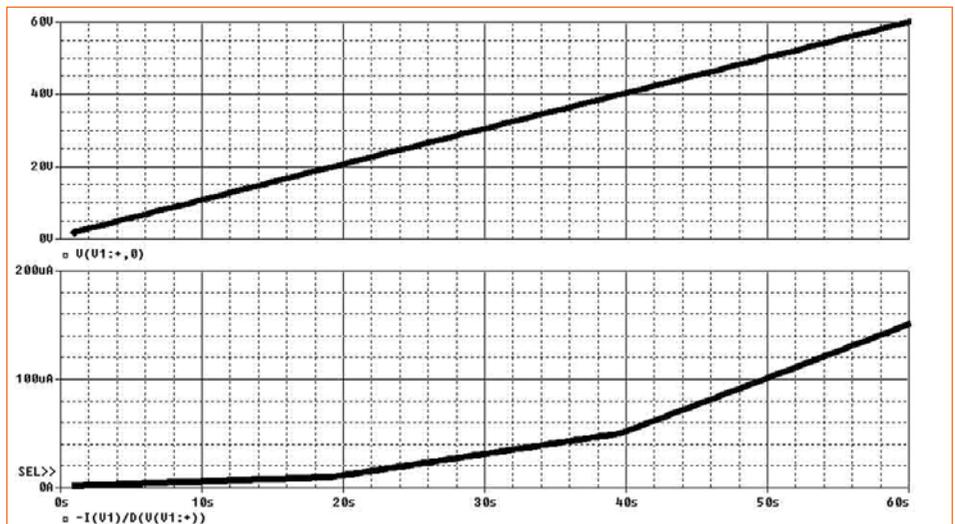


Рис. 22. Осциллограммы зависимости емкости от прикладываемого напряжения V1 и собственно прикладываемого напряжения V1

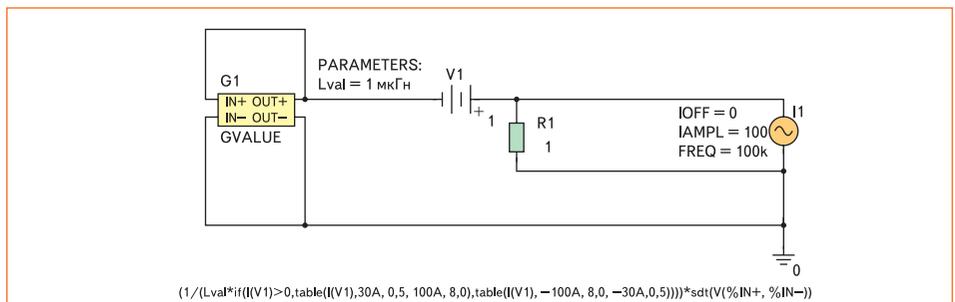


Рис. 23. Схема модели нелинейной индуктивности

Проинтегрировав обе части этого выражения, получим:

$$I = (1 / L) \times \int V dt. \quad (11)$$

Уравнение (11) может быть легко промоделировано с помощью функциональных моделей.

На рис. 23 приведена схема модели нелинейной индуктивности, построенная на элементе GVALUE из библиотеки ABM.OLB. При этом входы и выходы элемента GVALUE закончены, и в таком виде он является двухполюсником, представляющим нелинейную индуктивность.

Источники V1 и I1 обеспечивают подачу на модель индуктивности постоянного напряжения и переменного тока. Сопротивление R1 обеспечивает снятие топологического ограничения.

Численные значения параметров элементов приведены на схеме (рис. 23).

В выражении, описывающем работу элемента GVALUE, глобальный параметр Lval, определяющий первоначальное значение индуктивности (в рассматриваемом случае Lval = 1 мкГн)

Численные значения параметров элементов приведены на схеме (рис. 23).

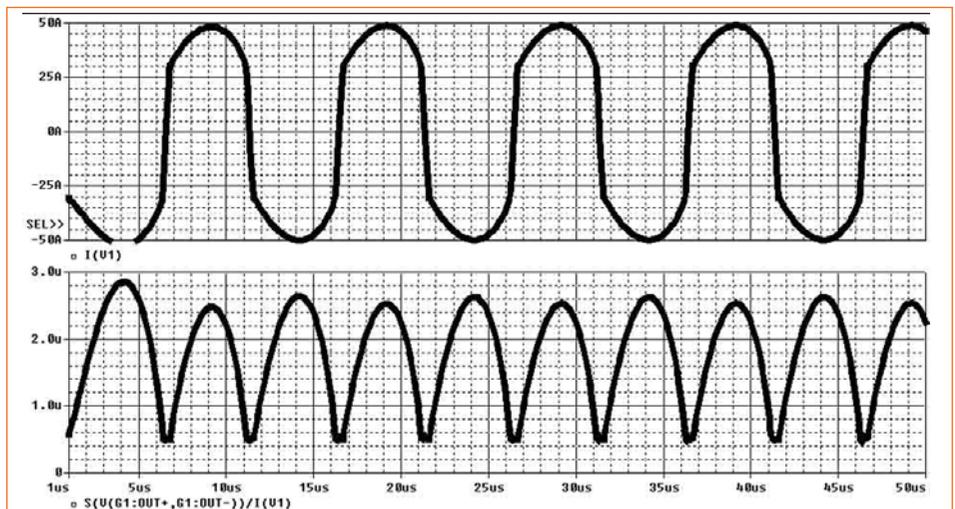


Рис. 24. Осциллограммы изменения индуктивности и тока через эту индуктивность

задается с помощью элемента PARAM (библиотека SPECIAL.OLB).

Зависимость индуктивности от протекающего через нее тока определяется в соответствии с таблицей:

Ток, А	Индуктивность
±30	$0,5 \times I_{val}$
±100	$8 \times I_{val}$

Между указанными в таблице точками величина индуктивности изменяется линейно.

Кроме информации, занесенной в таблицу, в выражении, описывающем работу элемента GVALUE, параметр SDT (%IN+, %IN-) означает интеграл от напряжения на входе элемента GVALUE.

На рис. 24 приведены (снизу вверх) осциллограммы изменения индуктивности и тока через эту индуктивность.

В соответствии с формулой (11) выводится формула для вычисления индуктивности, которая на языке PSpice приведена на рис. 24 (нижняя осциллограмма).

Из осциллограмм на рис. 24 видно, что при значении тока 30 А значение индуктивности равно 0,5 мкГн, что соответствует заданному в таблице. Значения индуктивности при других токах, значения которых лежат в диапазоне между 30 и 100 А, могут быть легко вычислены, поскольку зависимость индуктивности от тока в этом диапазоне является линейной.

### Модель управляемого напряжением сопротивления

В [7] дана модель управляемого напряжением сопротивления, схема которой приведена на рис. 25. Данную модель следует отличать от модели сопротивления, величина которого является функцией напряжения (времени) из [8], поскольку величина сопротивления, которое там моделируется, не зависит от прикладываемого к нему напряжения, а является функцией некоторого управляющего напряжения.

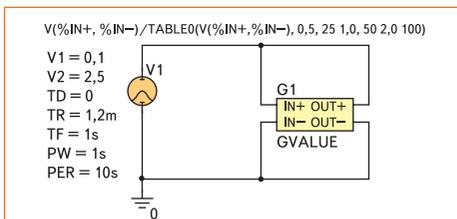


Рис. 25. Модель управляемого напряжением сопротивления

В схеме использован элемент GVALUE из библиотеки ABM.OLB. Источником напряжения в схеме является источник VPULSE (библиотека source.lib).

Зависимость сопротивления от напряжения задается в соответствии с таблицей:

Напряжение, В	Сопротивление, Ом
0,5	25
1,0	50
2,0	100

Численные значения параметров элементов приведены на схеме. Между указанными в таблице точками величина сопротивления изменяется линейно.

На рис. 26 приведены осциллограммы (снизу вверх) напряжения источника V1 и изменения сопротивления элемента GVALUE в зависимости от прикладываемого напряжения.

Зависимости сопротивления от напряжения, полученные из осциллограмм, соответствуют заданным в таблице.

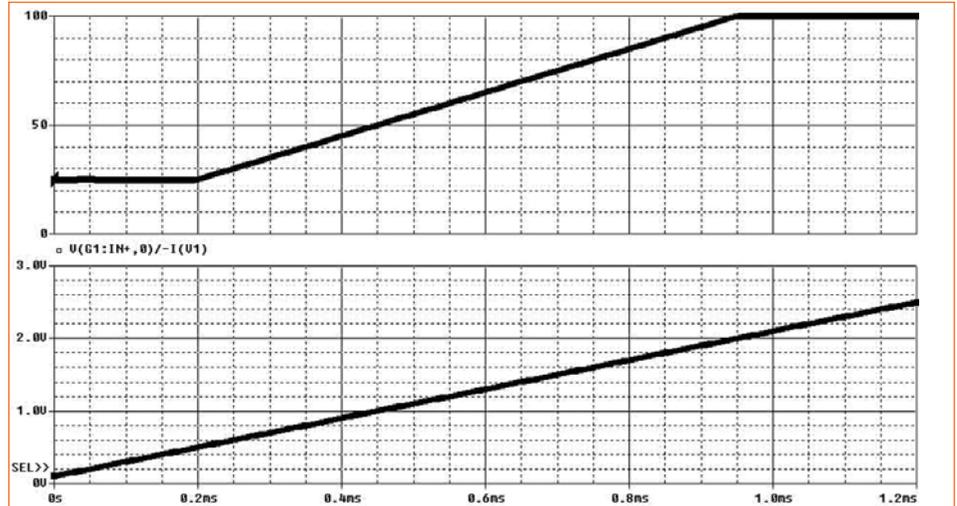


Рис. 26. Осциллограммы напряжения источника V1 и изменения сопротивления элемента GVALUE в зависимости от прикладываемого напряжения

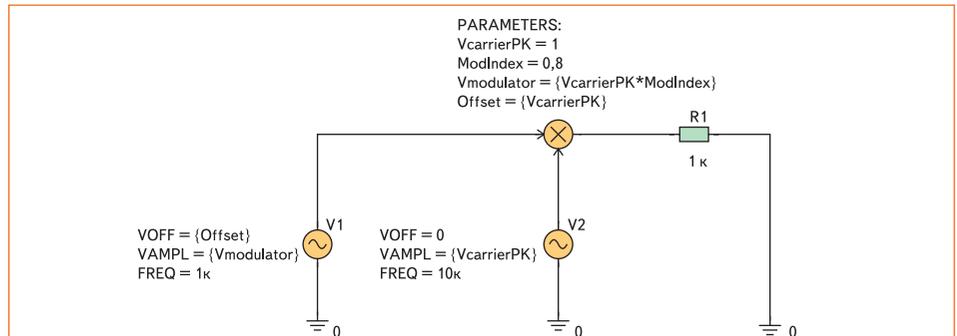


Рис. 27. Модель источника с амплитудной модуляцией сигнала

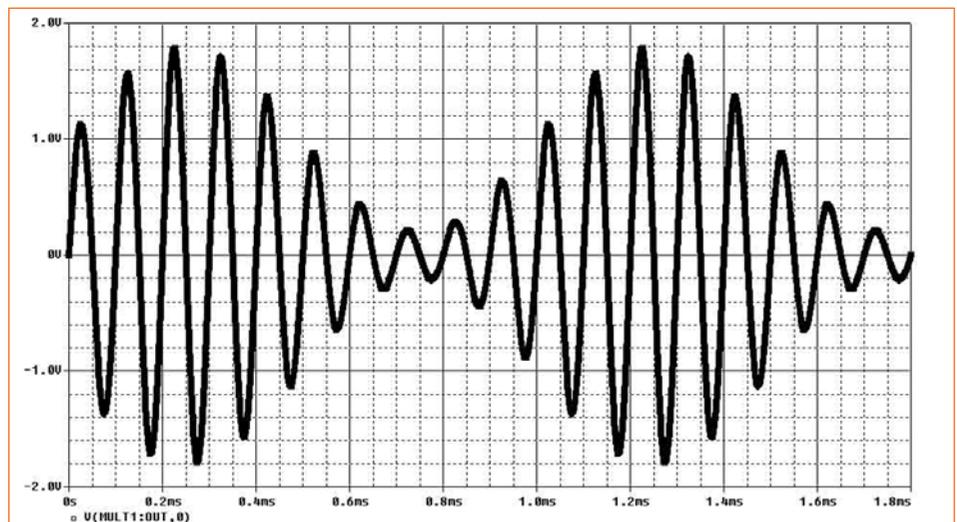


Рис. 28. Осциллограмма выходного модулированного напряжения на сопротивлении R1

На рис. 28 приведена осциллограмма выходного модулированного напряжения на сопротивлении R1.

**Модель удвоителя частоты**

Модель удвоителя частоты [7] приведена на рис. 29.

В модели используются элементы MULT из библиотеки АВМ.OLB, а также источник переменного напряжения V2 типа VSIN (библиотека source.lib), частота которого удваивается, и два источника постоянного напряжения V1 и V3 типа VDC (библиотека source.lib). Выходной сигнал снимается с сопротивления R1. Глобальные параметры задаются с помощью элемента PARAM (библиотека SPECIAL.OLB).

Численные значения параметров элементов приведены на схеме.

Характерным для данной схемы является то, что амплитуда выходного напряжения равняется амплитуде входного. Поэтому, если амплитуда источника V2 (свойство VAMPL) увеличивается в N раз, то значение напряжения источника V1 будет иметь вид  $\{-Vinput \cdot N/2\}$ , а значение источника V3 –  $\{2/N\}$ .

На рис. 30 приведены (снизу вверх) осциллограммы входного и выходного напряжений удвоителя частоты.

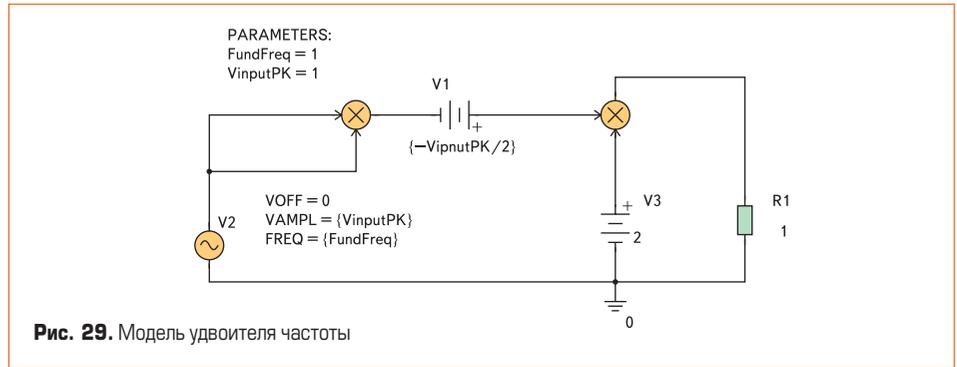


Рис. 29. Модель удвоителя частоты

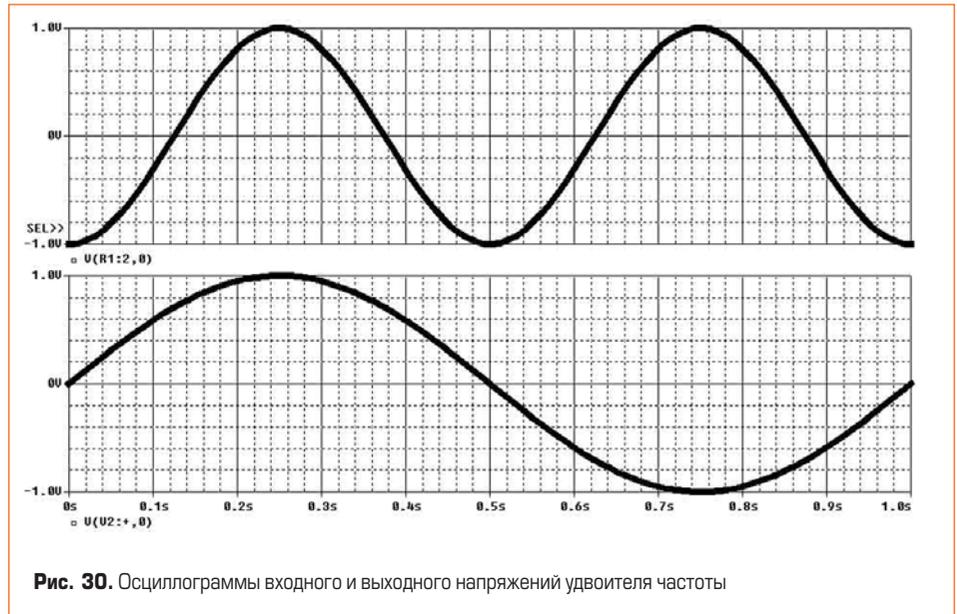


Рис. 30. Осциллограммы входного и выходного напряжений удвоителя частоты

**Литература**

1. PSpice Reference Guide, Product version 9.2., Cadence Design System, Inc.
2. PSpice A/D Reference Guide, Product version 10.0, Cadence Design System Inc.
3. Недолужко И., Каюков Д. Модификация PSpice-модели магнитного сердечника // Силовая электроника. 2005. № 1.
4. Володин В. Моделирование сложных электромагнитных компонентов при помощи

- Spice-симулятора LTspice/SwCAD III // Компоненты и технологии. 2008. № 4.
5. Yilmaz, Tokad and Myril B. Reed, Criteria and Tests for Reliability of the Inductance Matrix, Trans. AIEEE, Part I // Communications and Electronics. Vol. 78. Jan. 1960. P. 924.
6. Analog Behavioral Modeling. MicroSim Corporation Newsletter, October 1989. Revi.

- T. Christensen, May 1999. Ed. D. Busdiecker, March 2000.
7. Brian Hirasuna, OrCAD Technical Support, April 1999. Ed. D. Busdiecker, March 2000.
8. Болотовский Ю. И., Таназлы Г. И. Опыт моделирования систем силовой электроники в среде OrCAD 9.2. Часть 3 // Силовая электроника. 2005. № 2.