

DOI 10.30898/1684-1719.2020.2.10

УДК 004.942

## ПРЕДСТАВЛЕНИЕ МНОГООБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ ПРОЦЕДУР СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

М. М. Гурарий

Институт проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук,  
124365 Москва, Зеленоград, ул. Советская, д. 3

Статья поступила в редакцию 5 февраля 2020 г.

**Аннотация.** В статье предложен метод построения моделей трансформаторов со сложной структурой магнитопровода, учитывающий основные физические явления в ферритовых сердечниках. Модели записаны на языке VHDL-AMS и предназначены для использования в программах моделирования электронных схем.

**Ключевые слова:** моделирование, радиотехника, трансформатор, гистерезис, высокоуровневый язык проектирования.

**Abstract.** A method for constructing models of transformers with a complex magnetic circuit structure is proposed in the paper. The method takes into account the basic physical phenomena in ferrite cores. Models are presented in the VHDL-AMS language and are intended for the use in electronic circuit simulation programs. The model uses the capabilities of VHDL-AMS to describe a set of objects of various physical nature represented by systems of algebraic and ordinary differential equations to write conservation laws. The general principle of the proposed approach is the joint simulation of the transformer magnetic circuit and the electrical circuit with windings on sections of the magnetic circuit. That is, any multi-winding transformer with an arbitrary structure of the magnetic circuit is presented as a circuit that includes two types of components – magnetic sections and windings. A magnetic section has two magnetic terminals providing the connection with other sections and one magnetoelectric terminal to represent the correspondence of the winding to this section. A winding has two standard electrical terminals and one magnetoelectric terminal connecting to the corresponding terminal of the wounded section. Magnetic and magnetoelectric variables include magnetic voltage, magnetic flux, and

magnetomotive force. To consider the hysteresis effect in a ferromagnetic core, we use the well-known Jiles-Atherton model. The inclusion of this model in the transformer description is based on the capabilities of the VHDL-AMS to represent digital-to-analog devices. As a digital signal, the sign of the rate of change of the magnetic field strength in each section of the magnetic circuit is used. The application of the model is considered on the example of simulating the input part of the radio frequency receiver.

**Key words:** simulation, radio engineering, transformer, hysteresis, high level design language.

## 1. Введение

В радиотехнических схемах широко применяются различные типы трансформаторов, требования к которым могут быть удовлетворены только при применении специальных ферромагнитных материалов и специального устройства их обмоток и сердечников [1]. Учитывая, что в настоящее время компьютерные программы являются основным средством проектирования радиоэлектронных устройств [2], задача включения модели трансформаторов произвольного вида в процедуры схемотехнического моделирования представляется достаточно актуальной.

В программах схемотехнического моделирования типа SPICE [3] основным средством представления многообмоточного трансформатора является элемент «взаимная индуктивность». С ее помощью можно сформировать модель многообмоточного трансформатора как отдельную подсхему. Недостатком этой модели является невозможность учета нелинейных зависимостей, свойственных сердечнику из ферромагнитного материала [4].

Для исправления этих недостатков предложены модели трансформатора с двумя обмотками на основе моделей насыщаемого дросселя (нелинейная модель сердечника), но расширение такого подхода требует заранее создавать отдельные модели трансформаторов для каждого количества обмоток, которые могут быть нужны при анализе схем.

Моделирование трансформатора с магнитопроводом сложной топологии рассматривается в [5] на основе преобразования модели магнитной цепи в эквивалентную ей электрическую цепь для оценки распределения потоков. Однако, при этом не обеспечивается возможность задания произвольной конфигурации внешней электрической схемы.

Поэтому важной задачей является разработка модели, которая позволит разработчику включать в описание анализируемой схемы трансформаторы с произвольным числом обмоток и произвольной структурой магнитопровода с нелинейными характеристиками сердечника. В данной работе рассматривается построение такой модели с использованием высокоуровневого языка описания аппаратуры VHDL-AMS [6].

Выбор VHDL-AMS для задания модели трансформатора объясняется следующими свойствами этого языка.

1. Возможность описания систем из объектов различной физической природы, что позволяет единообразно представить электрические процессы в обмотках трансформатора, магнитные процессы в сложной структуре магнитопровода и их взаимодействие.

2. Возможность представления аналогово-цифровых систем, что позволяет использовать модель гистерезиса Джилса—Атертона [7], в которой определены логические переменные – знаки скорости изменения напряженности магнитного поля в каждом участке магнитопровода.

Оставшаяся часть статьи организована следующим образом.

В разделе 2 дается описание языка VHDL-AMS. Раздел 3 содержит представление модели трансформатора в виде соединения компонентов, представляющих отдельные обмотки и участки магнитопровода. Включение эффекта гистерезиса в модель сердечника представлено в разделе 4. Пример моделирования входной части радиоприемного устройства, включающей трансформатор и фильтр приведен в разделе 5.

## 2. Язык VHDL-AMS

Особенность современных электронных устройств заключается в том, что в них могут присутствовать не только обычные электронные компоненты — транзисторы, резисторы и т. п., но и элементы другой физической природы — фотоэлектронные, магнитные, электромеханические, теплоэлектрические и т. п. Такие системы находят широкое применение в технике связи, в разнообразных устройствах автоматического управления, в вычислительной технике.

Моделирование таких устройств связано с определенными трудностями, т.к. традиционно используемые при проектировании микросхем методы и программные средства логического и электрического моделирования не могут быть непосредственно применены. Другая проблема — это разработка моделей элементов, на входах и выходах которых могут быть как цифровые (дискретные), так и аналоговые (непрерывные) сигналы различной физической природы.

Эти проблемы служили основными мотивами глубокой модификации языка моделирования VHDL [8], который на протяжении нескольких десятилетий является де-факто международным стандартом поведенческого описания цифровых схем. Результат этой модификации — язык VHDL-AMS [6] — позволяет описывать и моделировать не только цифровые схемы, но и аналоговые и смешанные (цифро-аналоговые) устройства.

Основные особенности AMS (analog-mixed-signal)-расширения VHDL состоят во введении в язык возможности описания произвольных динамических систем, представленных системами алгебраических и обыкновенных дифференциальных уравнений, синтаксических средств и семантических соглашений, облегчающих описание консервативных систем и средств взаимодействия аналоговой и цифровой части модели.

Для описания систем уравнений в язык введен новый класс переменных — **quantity**, которые, в отличие от дискретных переменных **signal**, являются непрерывными по времени. Также введен новый класс операторов — **simultaneous-statement**, которые могут включаться в исполняемую часть

описания **architecture**, наравне с операторами класса **concurrent-statement**. Основным оператором этого класса является уравнение — **simple-simultaneous-statement**. Упрощенно синтаксис этого оператора определяется арифметическим выражением, операндами которого могут быть любые переменные и константы базового числового типа **real**. В частности, операндами могут быть переменные класса **quantity**, с атрибутами DOT, определяющими производные этих переменных по времени:  $Q'DOT = dQ/dt$ . Это позволяет задавать поведение объекта на языке VHDL-AMS в виде системы дифференциальных уравнений.

Другие операторы класса **simultaneous\_statement** — условный оператор **if\_use** и переключатель **case\_use** — позволяют формировать сложные системы уравнений, зависящие, в частности, и от значений дискретных сигналов.

Аналоговые переменные также могут изменять состояния цифровых переменных. Для этой цели в языке определен атрибут ABOVE: значение  $Q'ABOVE$  (*expression*) есть неявный сигнал типа **boolean**, который принимает значение TRUE, если значение аналоговой переменной Q превышает текущее значение *expression* (*expression* — произвольное арифметическое выражение).

Для упрощения описания консервативных систем в язык введен новый класс объектов — **terminal** и новый тип данных **nature**. Объекты класса **terminal** можно интерпретировать как вершины (узлы) в графе консервативной системы, что соответствует выводам компонентов электрической схемы. Эти объекты должны иметь тип данных **nature**. Этот тип данных объединяет два физических типа, применяемых для **branch\_quantity** переменных — **across** (обобщенный потенциал) и **through** (обобщенный ток). Например, для узлов электрической схемы вводится тип **nature Electrical**, декларируемый следующим образом:

**subtype** Voltage is REAL;

**subtype** Current is REAL;

**nature** Electrical is Voltage **across** Current **through** Ground **reference**.

Семантика VHDL-AMS определяет, что для **branch\_quantity** переменных типа **through** должен выполняться обобщенный первый закон Кирхгофа. При этом в записи VHDL-AMS модели не требуется явно записывать уравнения Кирхгофа — они автоматически добавляются в систему. Достаточно просто записать уравнения для компонентов системы, связывающие **branch\_quantity** - переменные и, возможно, другие переменные модели (**free\_quantity**).

Язык допускает введение необходимого набора **nature**-типов, относящихся к различным физическим величинам, для которых должны выполняться обобщенные законы Кирхгофа (см., например, [9]).

В настоящей работе рассматривается применение языка VHDL-AMS для моделирования трансформаторов произвольной структуры.

### 3. Построение VHDL-AMS модели трансформатора со сложным магнитопроводом

Общий принцип предлагаемого подхода состоит в совместном расчете магнитопровода [10] и электрической схемы, включающей обмотки, намотанные на отдельные участки магнитопровода. Учитывая, что современные симуляторы модель компонента может иметь лишь фиксированное число выводов, мы представим многообмоточный трансформатор с произвольной структурой магнитопровода как подсхему, включающую компоненты двух базисных типов:

1) участок магнитопровода, имеющий три вывода класса **terminal**:

— два магнитных вывода, соединение которых с магнитными выводами других участков, позволяет сформировать структуру магнитопровода;

— один магнитоэлектрический вывод, соединение которого с аналогичным выводом обмотки, позволяет отобразить соответствие обмотки данному участку;

2) обмотка, имеющая три вывода класса **terminal**:

— два электрических вывода, через которые протекает электрический ток, соединяемые с электрическими выводами других компонентов схемы;

— один магнитоэлектрический вывод, соединяемый с соответствующим выводом участка магнитопровода, на который намотана данная обмотка.

Тогда трансформатор на рис. 1 а будет отображаться схемой, представленной на рис. 1 б. Для наглядности электрические выводы обозначены, как обычно, окружностями, магнитные — квадратами, магнитоэлектрические — треугольниками.

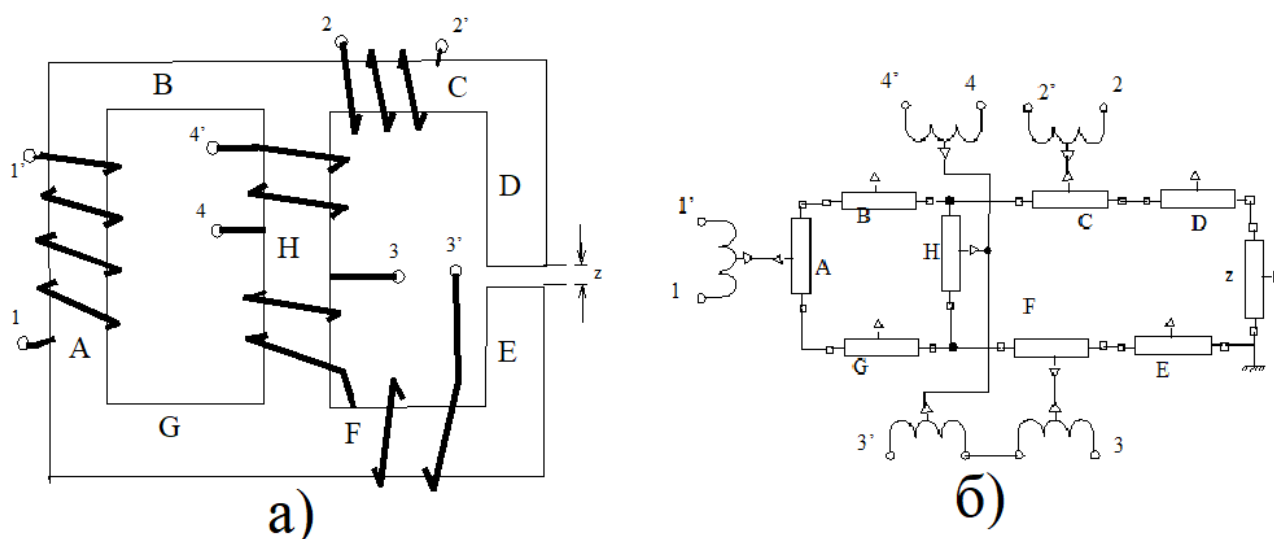


Рис. 1. Трансформатор со сложным магнитопроводом (а) и его эквивалентная схема (б).

К каждому магнитоэлектрическому выводу участка магнитопровода может быть подсоединено произвольное количество обмоток данного участка, но не могут подсоединяться другие участки магнитопровода.

Таким образом, предложенный подход, дающий возможность включения в схему отдельных компонентов, представляющих обмотку и участок магнитопровода, позволяет задавать произвольный многообмоточный трансформатор, имеющий магнитопровод с любой заданной разветвленной структурой.

В табл. 1 приведены VHDL-AMS переменные (и их единицы измерения) и форма записи первого закона Кирхгофа для каждого типа терминала компонентов произвольного трансформатора.

Таблица 1. VHDL-AMS переменные для каждого типа терминала в модели трансформатора.

Тип терминала	Поперечная ( <b>across</b> ) переменная	Продольная ( <b>through</b> ) переменная	Первый закон Кирхгофа
Электрический	напряжение $U$ , в	ток $I$ , А	$\sum I = 0$
Магнитный	магнитное напряжение $U_M$ , А	магнитный поток $\Phi$ , вб	$\sum \Phi = 0$
Магнито-электрический	магнитный поток $\Phi_{ME}$ , вб	магнитодвижущая сила (МДС) $F$ , А	$\sum F_w + F_M = 0$

В табл. 1 одно и то же значение магнитного потока в участке магнитопровода, обозначается по-разному:  $\Phi$  – это переменная типа **through** для магнитного терминала,  $\Phi_{ME}$  – это переменная типа **across** для магнитоэлектрического терминала. Также различаются обозначения  $F_w$  – МДС, создаваемая током одной обмоткой,  $F$  – полная МДС, создаваемая токами всех обмоток с обратным знаком.

VHDL-AMS описание составного тип **nature** для элетктрического (Electrical) вывода приведено выше. Соответствующие описания для магнитного Magnetical и магнитоэлектрического Magnetolectrical выводов имеют вид:

**subtype** MagVoltage **is** REAL **tolerance** “default\_magvoltage”;

**subtype** Flux **is** REAL **tolerance** “default\_flux”;

**subtype** Magnetomotance **is** REAL **tolerance** “default\_Magnetomotance”;

**nature** Magnetical **is** MagVoltage **across** Current **through** Ground **reference**;

**nature** Magnetolectrical **is** Flux **across** Magnetomotance **through** Ground **reference**

Эти описания обеспечивают формирование уравнений первого закона Кирхгофа (табл. 1, правый столбец). К ним добавляются уравнения моделей базисных компонентов в следующем виде.



*Уравнения модели обмотки*

$$U = w \frac{d\Phi_{ME}}{dt} + r \cdot I + L \frac{dI}{dt}, \quad (1)$$

$$F_w = w \cdot I, \quad (2)$$

*Уравнения модели участка магнитопровода*

$$U_M = l \cdot H - F, \quad (3)$$

$$\Phi = B(H) \cdot S, \quad (4)$$

$$\Phi_{ME} = \Phi, \quad (5)$$

Здесь  $U$  - напряжение на выводах обмотки;  $I$  - ток через обмотку;  $\Phi$ ,  $\Phi_{ME}$  - магнитный поток в участке магнитопровода, на который намотана обмотка;  $w$ ,  $r$ ,  $L$  - количество витков, омическое сопротивление и индуктивность выводов обмотки (параметры модели);  $F_w$ ,  $F$  - МДС от одной обмотки и от всех обмоток соответственно;  $U_M$  - магнитное напряжение на магнитных выводах участка;  $H$  - напряженность магнитного поля в участке (внутренняя переменная модели);  $l$ ,  $S$  - длина и площадь поперечного сечения участка (параметры модели);  $B(H)$  - зависимость магнитной индукции материала участка магнитопровода от напряженности магнитного поля. Для неферромагнитного материала (линейная модель)  $B(H) = \mu_0 \cdot \mu \cdot H$ , где  $\mu_0$  - абсолютная магнитная проницаемость вакуума;  $\mu$  - относительная магнитная проницаемость материала.

VHDL-AMS описания моделей, соответствующие уравнениям (6.1), (6.2) имеют следующий вид.

```

entity COIL is – интерфейс модели обмотки трансформатора,
generic (w : real := 1.;r : real := 0.;L : real := 0.);
port ( terminal E1, E2 : Electrical; terminal ME : Magnetoelectrical);
end entity COIL;

architecture archCOIL of COIL is – модель обмотки трансформатора;
    quantity U across I through E1 to E2;
    quantity Fl across ME;
    quantity MMF through ME;
    
```

**begin**

$U == w * \text{Fl}' \text{Dot} + r * I + L * I' \text{Dot};$  — уравнение (1);

$\text{MMF} == w * I;$  — уравнение (2);

**end architecture** archCOIL;

**entity** CORE **is**

**generic** ( l : real := 1.; S : real := 1.);

**port** ( **terminal** M1, M2 : Magnetical; **terminal** ME : Magnetolectrical );

**end entity** CORE;

**architecture** archCORE **of** CORE **is** — модель участка магнитопровода;

**quantity** Um **across** Fl **through** M1 **to** M2;

**quantity** Flme **across** MMF **through** ME;

**quantity** H : real := 0.0;

**begin**

$U_m == l * H + \text{MMF};$  — уравнение (3);

$\text{Fl} == B(H) * S;$  — уравнение (4);

$\text{Fl}_{me} == \text{Fl};$  — уравнение (5);

**end architecture** archCORE;

#### 4. Моделирование гистерезиса средствами VHDL-AMS

Приведенная выше VHDL-AMS-модель многообмоточного трансформатора не учитывает эффекта гистерезиса в ферромагнитном сердечнике. Для его учета воспользуемся известной моделью Джилса—Атертона [7], которая представляет процесс намагничивания ферромагнетика следующими уравнениями:

1) намагниченность материала является линейной комбинацией безгистерезисной намагниченности  $M_{an}$  и необратимой намагниченности  $M_{irr}$  :

$$M = cM_{an} + (1 - c)M_{irr}, \quad (6)$$

где  $c < 1$  — постоянная упругого смещения доменных границ;

2) безгистерезисная намагниченность связанная с полной намагниченностью соотношением:

$$M_{an} = M_s \cdot L\left(\frac{H + \alpha M}{a}\right) = M_s \cdot \left(\coth\left(\frac{H + \alpha M}{a}\right) - \frac{a}{H + \alpha M}\right), \quad (7)$$

где  $M_s$  — намагниченность насыщения;  $L(x) = \coth(x) - 1/x$  — функция Ланжевена;  $a$  — параметр формы безгистерезисной кривой намагничивания;  $\alpha$  — параметр взаимодействия магнитных доменов.

3) необратимая намагниченность связана с полной намагниченностью дифференциальным уравнением, зависящим от знака изменения напряженности магнитного поля  $\text{sign}(dH/dt)$ :

$$\frac{dM_{irr}}{dH} = \frac{M_{an} - M}{\text{sign}\left(\frac{dH}{dt}\right) K - \alpha(M_{an} - M)}, \quad (8)$$

где  $K$  — постоянная подвижности доменов.

Связь намагниченности с магнитной индукцией определяется известным выражением

$$B = \mu_0 \cdot H + M. \quad (9)$$

Выражения (6) — (9) достаточно хорошо описывают поведение кривой гистерезиса, но на участках частных петель вблизи точек поворота дифференциальная магнитная проницаемость оказывается отрицательной, что противоречит физическому смыслу. Для устранения этого было предложено [11] на таких участках заменить уравнение (8) на

$$\frac{dM_{irr}}{dH} = 0 \text{ при } \text{sign}\left(\frac{dH}{dt}\right) \cdot (M_{an} - M) \leq 0 \quad (10)$$

Для удобства представления модели (6) — (10) на языке VHDL-AMS мы будем использовать вместо переменной  $M_{an}$  переменную

$$\Delta M_{an} = M_{an} - M = M_s \cdot \left(\coth\left(\frac{H + \alpha M}{a}\right) - \frac{a}{H + \alpha M}\right) - M. \quad (11)$$

Для определения правой части дифференциального уравнения для  $dM_{irr}/dH$  введем целочисленную переменную состояния  $N$ , которая принимает значения

$$N = \begin{cases} 0 & \text{при } dH/dt \geq 0 \text{ и } \Delta M < 0 \\ & \text{или } dH/dt < 0 \text{ и } \Delta M \geq 0 \\ 1 & \text{при } dH/dt \geq 0 \text{ и } \Delta M \geq 0 \\ -1 & \text{при } dH/dt < 0 \text{ и } \Delta M < 0 \end{cases} \quad (12)$$

$$N = \begin{cases} 1 & \text{при } dH/dt \geq 0 \text{ и } \Delta M \geq 0 \\ -1 & \text{при } dH/dt < 0 \text{ и } \Delta M < 0 \end{cases} \quad (13)$$

$$N = \begin{cases} -1 & \text{при } dH/dt < 0 \text{ и } \Delta M < 0 \end{cases} \quad (14)$$

Тогда уравнения (8, 9) запишутся в виде

$$\frac{dM_{irr}}{dt} = f_N(H, M) \cdot \frac{dH}{dt}, \quad (15)$$

где

$$f_0(H, M) = 0, \quad f_1(H, M) = \frac{M_{an} - M}{K - \alpha(M_{an} - M)}, \quad f_{-1}(H, M) = \frac{M_{an} - M}{-K - \alpha(M_{an} - M)}$$

Из (12) — (14) видно, что изменение знака  $dH/dt$  приводит к переходу из состояния  $N = 0$  в состояние  $N = \text{sign}(dH/dt)$ , а из состояния  $N = \pm 1$  в состояние  $N = 0$ . К таким же изменениям состояния приводит изменение знака переменной ДМ. Тогда выражения (6), (9), (11) — (15) приводят к следующей VHDL-AMS-модели участка магнитопровода, в которой используются не только аналоговые переменные состояния, но и дискретные сигналы —  $\text{sgn}$ ,  $d0$ :

**entity CORE is**

**generic** (1: real:= 1.; S: real:= 1.; Msat: real:= 1; a: real:= 1);

**K:** real:= 1.; **alfa:** real:= 1.; **c:** real:= 0.2);

**port** (**terminal** M1, M2: Magnetical; **terminal** ME: Magnetolectrical);

**end entity** CORE;

**architecture** archCORE of CORE is

**constant** MuO: real:= 1.257e - 3;

**quantity** Urn **across** FI **through** M1 to M2;

**quantity** Flme **across** MMF **through** ME;

**quantity** H, M, dM, Mirr: real:= 0.0;

**variable** N: integer: = -1;

**signal** sgn, dO: boolean:= false;

**begin**

**break on** sgn, dO;

Um — 1\*H + MMF;

— уравнение (3);

```

FI == ( muO * H + M ) * S;           — уравнения (4), (9);
Flme == FI;                          — уравнение (5);
M == c * ( M + dM ) + (1-c) * Mirr;   — уравнение (6);
dM == Msat * Langevin((H + alfa * M) / a) - M; — уравнение (11);
if N = 0 use
    Mirr'DOT == 0; — уравнение (15) при N = 0;
else if N = 1 use
    Mirr'DOT == dM / (K - alfa * dM) * H'DOT; — при N=1;
else
    Mirr'DOT == dM / (-K - alfa * dM) * H'DOT; — при N = -1;
end use;
end use;
sgn <= M'DOT'ABOVE (0); do <= dM'ABOVE (0); - выбор (13) — (14);
process (sgn, d0) — формирование N в соответствии с (12) — (15);
begin
if N = 0 then
    if (sgn) then N:= 1;
    else N:= - 1;
    end if;
    else N:= 0;
    end if;
end process;
end architecture archCORE.

```

## 5. Пример моделирования

Рассмотрим пример моделирования входной части радиоприемного устройства (РПУ), схема которого приведена на рис. 2. На вход *A* подается высокочастотный сигнал с частотой  $f_a$ . На вход *G* — сигнал гетеродина с частотой  $f_g$ , которая должна быть приблизительно равна  $f_a/2$ . Балансный смеситель выполнен на встречно-параллельных диодах  $D_1$ - $D_4$  и на ВЧ-

трансформаторе, состоящем из 3-х обмоток COIL\_1-3 и магнитопровода на ферритовом кольце — CORE. На выходе РПУ с помощью фильтра низкой частоты (BFilter) выделяется НЧ-сигнал М с частотой  $f_m = f_a \pm 2 f_g$ .

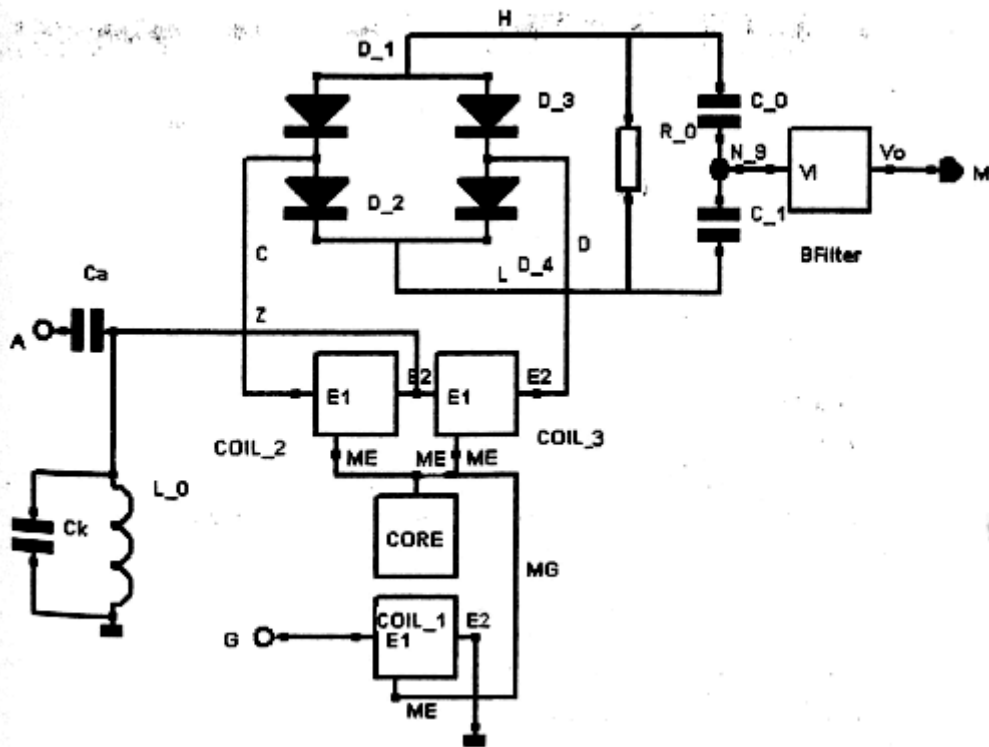


Рис. 2. Схема входной части радиоприемного устройства

В качестве моделей обмоток и ферритового сердечника использованы приведенные выше VHDL-AMS-модели COIL и CORE (с учетом гистерезиса). Функция Ланжевена  $L(x)$  модифицирована для устранения неопределенности в точке  $x = 0$ . Ниже приведен VHDL-текст этой функции.

```

function Langevin (X: real) return real is
  variable v, w, Y: real;
  constant eps: real:= 0.001;
  begin
  if fabs(X) > eps then
    v:=exp(X); w:=1/v;
    Y:= (v + w)/(v- W) - 1/X;
  else
    Y:= X * (1 - X * X/6)/3;
  end if;
```

return Y;

end function Langevin;

Модель фильтра низкой частоты BFilter также представлена на VHDL-AMS путем отображения его линейного дифференциального уравнения.

На рис. 3 показаны результаты моделирования этой схемы, а на рис. 4 — зависимость намагниченности сердечника от напряженности магнитного поля.

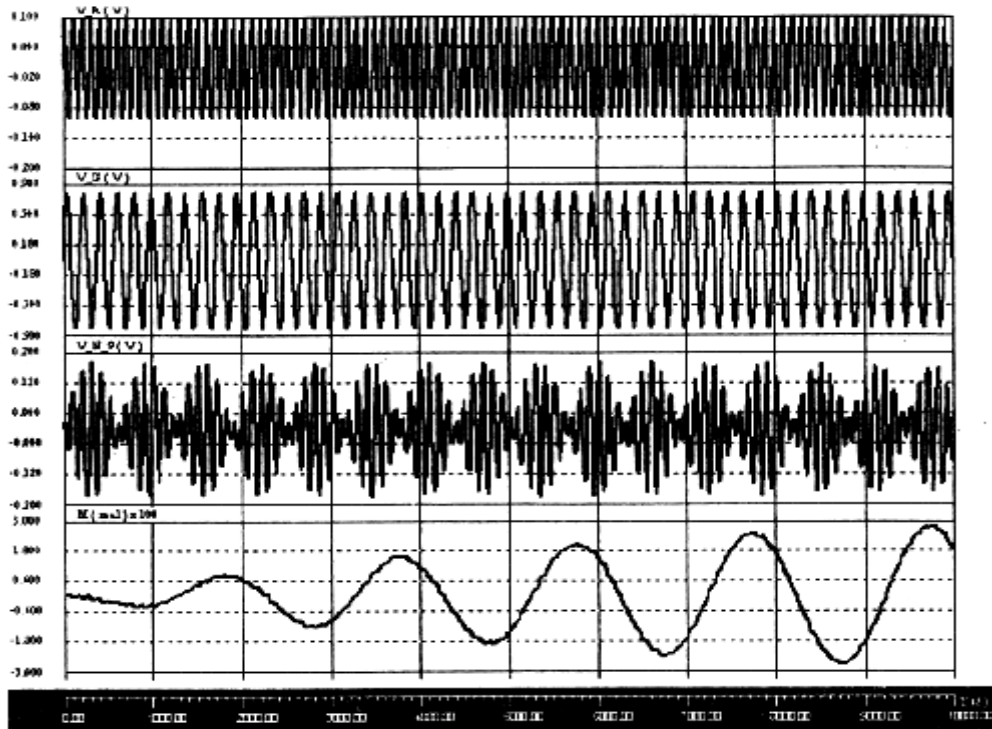


Рис.3. Результаты моделирования РПУ: V\_A — входной сигнал, V\_G - сигнал гетеродина, V\_N\_9 — сигнал на выходе балансного смесителя, M — выходной НЧ-сигнал.

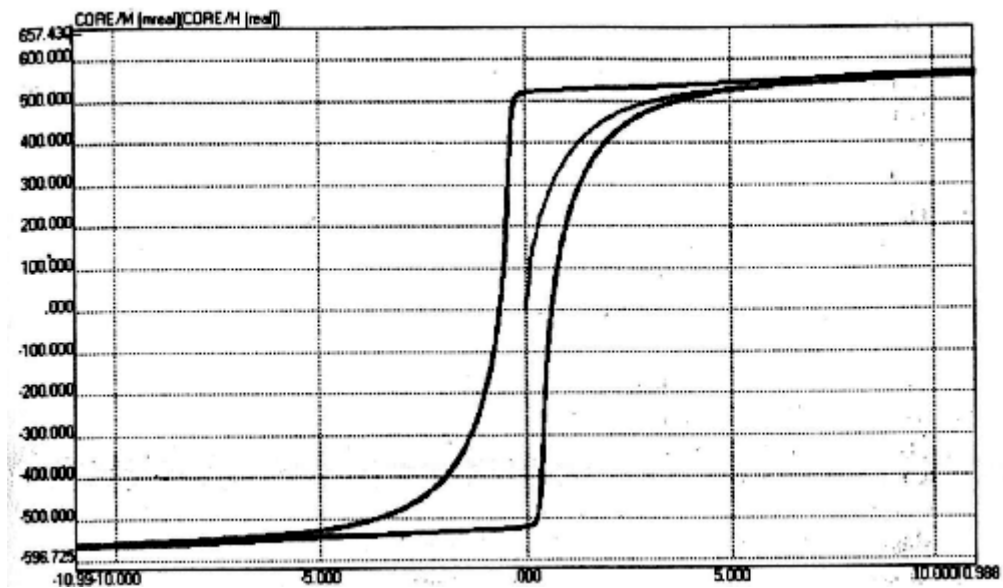


Рис. 4. Зависимость  $M(H)$ , полученная при моделировании РПУ

## 6. Заключение

Благодаря новой версии языка VHDL, появилась возможность создания моделей элементов электронных схем, на полюсах которых действуют величины различной физической природы. Кроме того, в рамках одной VHDL-AMS-модели можно использовать как дискретные, так и непрерывные переменные и соответствующие операторы для определения значений этих переменных.

В данной работе эти возможности были использованы для разработки модели многообмоточного трансформаторов с магнитопроводом сложной разветвленной структуры.

Предложенная модель формируется путем коммутации требуемого количества двух типов компонент – обмотки и участка магнитопровода, обеспечивая представление произвольного трансформатора. Модель учитывает основные электромагнитные эффекты в трансформаторе и его нелинейные характеристики, в частности, гистерезис. Подобная модель может применяться и для других электромагнитных устройств, например магнитных головок.

## Литература

1. Зернов Н., Карпов В. Теория радиотехнических цепей. Рипол Классик, М. 2013, 900 с.
2. Антипенский Р.В., Фадин А.Г. Схемотехническое проектирование и моделирование радиоэлектронных устройств. Техносфера, 2007, 128С.
3. Русаков С.Г. Моделирование нелинейных радиочастотных схем в системах автоматизации схемотехнического проектирования. Автоматизация проектирования. - 1997. - Вып. 2, с. 2-8.
4. Легостаев Н. С. Магнитные элементы электронных устройств: учебное пособие. Томск : Эль Контент, 2014. — 186 с.
5. Володин В.С. Моделирование сложных электромагнитных компонентов при помощи Spice симулятора LTspice/SwCAD III // Компоненты и Технологии ISSN: 2079-6811 2008 № 4. [https://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2008\\_4\\_175.pdf](https://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2008_4_175.pdf)



6. IEEE Standard VHDL Analog and Mixed-Signal Extensions. In: IEEE Std. 1076.1-2017 (Revision of IEEE Std. 1076.1-2007). P. 1-672. 26 Jan. 2018 DOI: [10.1109/IEEESTD.2018.8267464](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2018.8267464),  
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8267464?denied=>
7. Jiles D. C. and Atherton D. L. Theory of Ferromagnetic Hysteresis // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. North-Holland. 1986. No. 61. P. 48-60.
8. VHDL Language Reference Manual (IEEE Std. 1076-1987/1993) // IEEE Inc. N. Y. 10017. USA. 1988/1993.
9. Nikitin P., Shi C.-J. VHDL-AMS based modeling and simulation of mixed-technology microsystems: a tutorial. *Integration, the VLSI Journal*. 2007. No.40(3). P.261-273. DOI: [10.1016/j.vlsi.2005.12.002](https://doi.org/10.1016/j.vlsi.2005.12.002).
10. Антипов Б.Л., Лазарева Н.П., Сорокин В.С. Материалы и элементы электронной техники. Учебник. Том 2. Активные диэлектрики, магнитные материалы, элементы электронной техники. Лань, 2016, 384 С.
11. Carpenter K. H. A differential equation approach to minor loops in the Jiles—Atherton hysteresis model // IEEE Trans. Magn. 1991. Vol. 27. No.6. P. 4404-4406.

**Для цитирования:**

Гурарий М.М. Представление многообмоточного трансформатора для процедур схемотехнического моделирования. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb20/10/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.2.10