

3.9.3. Источник экспоненциального тока

Текстовый синтаксис: `Ixxx N1 N2 EXP(I1 I2 Td1 Tau1 Td2 Tau2)`.

Этот синтаксис определяет зависимый от времени источник экспоненциального тока, который выбирается установкой опции **EXP(I1 I2 Td1 Tau1 Td2 Tau2)** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (рис. 3.31).

Параметры настройки источника экспоненциального тока перечислены в табл. 3.10.

Таблица 3.10. Параметры настройки источника экспоненциального тока

Обозначение	Описание	Единицы измерения
<i>I1</i>	Начальное значение тока	А
<i>I2</i>	Импульсное значение тока	А
<i>Td1</i>	Время задержки нарастания тока	с
<i>Tau1</i>	Постоянная времени нарастания	с
<i>Td2</i>	Время задержки спада тока	с
<i>Tau2</i>	Постоянная времени спада	с

В интервале времени от 0 до *Td1* выходной ток равен *I1*. Для интервала времени от *Td1* до *Td2* выходной ток определяется выражением:

$$I_{\text{вых}} = I1 + (I2 - I1) \cdot \left(1 - \exp\left(-(\text{time} - Td1)/Tau1\right)\right).$$

Для времени после *Td2* выходной ток определяется выражением:

$$I_{\text{вых}} = I1 + (I2 - I1) \cdot \left(1 - \exp\left(-(\text{time} - Td1)/Tau1\right)\right) + \\ + (I1 - I2) \cdot \left(1 - \exp\left(-(\text{time} - Td2)/Tau2\right)\right).$$

Параметры сигнала экспоненциального источника тока изображены на рис. 3.34.

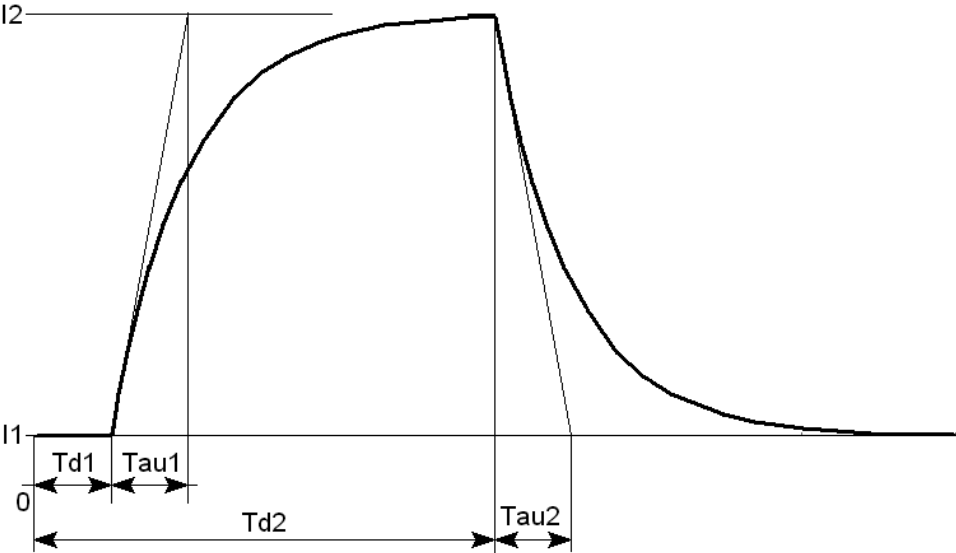


Рис. 3.34. Сигнал экспоненциального источника тока

3.9.4. Одночастотный FM источник тока

Текстовый синтаксис: `Ixxx N1 N2 SFFM(Ioff Iamp Fcar MDI Fsig).`

Этот синтаксис определяет зависимый одночастотный FM источник тока, который выбирается установкой опции **SFFM(Ioff Iamp Fcar MDI Fsig)** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (см. рис. 3.31).

Параметры настройки FM источника тока перечислены в табл. 3.11.

Таблица 3.11. Параметры настройки FM источника тока

Обозначение	Описание	Единицы измерения
<i>Ioff</i>	Постоянная составляющая тока	А
<i>Iamp</i>	Амплитуда тока	А
<i>Fcar</i>	Несущая частота	Гц
<i>MDI</i>	Коэффициент модуляции	—

Таблица 3.11 (окончание)

Обозначение	Описание	Единицы измерения
<i>Fsig</i>	Частота сигнала	Гц
<i>Tau2</i>	Постоянная времени спада	с

Выходной ток источника определяется выражением

$$I_{вых} = I_{off} + I_{amp} \cdot \sin\left(\left(2 \cdot \pi \cdot F_{car} \cdot time\right) + MDI \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot F_{sig} \cdot time\right)\right).$$

3.9.5. Источник тока, зависимый от приложенного напряжения

Текстовый синтаксис: Ixxx N1 N2 tbl=(<напряжение, ток>, <напряжение, ток>, ...).

Этот источник тока может оказаться полезным для имитации произвольной нагрузки источника питания. Таблица состоит из списка пар значений. Первое значение пары указывает напряжение, приложенное к источнику тока, а второе значение пары указывает ток, соответствующий приложенному напряжению. Между указанными табличными значениями нагрузочные параметры линейно интерполируются. Если напряжение выходит за пределы, определенные таблицей, то ток фиксируется на последнем значении.

Также возможен следующий текстовый синтаксис: Ixxx N1 N2 R=<значение>.

Эта строка переделывает источник тока в резистор. Может оказаться полезным для моделирования резистивной нагрузки, когда нагрузка указана в списке связей как источник тока.

3.9.6. Источник тока, программируемый пользователем

Текстовый синтаксис: Ixxx N1 N2 PWL(t1 i1 t2 i2 t3 i3...).

Этот синтаксис определяет источник тока, программируемый пользователем, который выбирается установкой опции **PWL(t1 i1 t2 i2 ...)** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (см. рис. 3.31).

Для временного интервала от 0 до t_1 источник тока генерирует ток i_1 . Для временного интервала от t_1 до t_2 источник тока генерирует ток, линейно изменяется между i_1 и i_2 . Можно указать любое количество отсчетов времени и соответствующих им значений тока. После последнего отсчета времени ток фиксируется на соответствующем ему значении. Если количество отсчетов слишком велико, то их можно записать в отдельный текстовый файл и затем указать на него, используя текстовый синтаксис:

```
Ixxx N1 N2 PWL FILE=<имя файла>
```

Такой же режим ввода выбирается установкой опции **PWL FILE** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (см. рис. 3.31).

3.9.7. WAV-файл как источник токового сигнала

Текстовый синтаксис: `Ixxx N1 N2 WAVEFILE=<имя файла> [CHAN=<nnn>]`.

Этот синтаксис позволяет использовать WAV-файл как источник входного токового сигнала. Если WAV-файл находится в директории LTspiceIV, то достаточно указать только его имя. Если WAV-файл находится в другой директории или диске, то требуется указать полное имя, включающее абсолютный путь доступа к файлу. Имя файла следует заключить в двойные кавычки, если в нем присутствуют пробелы. WAV-файл может содержать до 65 536 каналов, нумеруемых от 0 до 65 535. Параметр `CHAN` должен быть настроен на используемый канал. По умолчанию используется первый канал, имеющий номер 0. Полный размах токового сигнала, записанного в WAV-файл, лежит в диапазоне от -1 А до 1 А.


ПРИМЕЧАНИЕ

Этот источник используется только при TRAN-анализе.

3.10. J — полевой транзистор с управляющим р-п-переходом

Имена элементов: NJF, PJF.

Полевые транзисторы с управляющим р-п-переходом (JFET) требуют использования директивы `.model` для определения своих характеристик. Для

размещения этой директивы в рабочем поле программы LTspice необходимо вызвать окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенное на рис. 3.17. Это окно вызывается с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE директиву), нажатием клавиши <C> или нажатием кнопки  на панели инструментов.

По типу проводимости JFET-транзисторы разделяются на n-канальные (NJF) и p-канальные (PJF). Символы этих транзисторов расположены в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice. Их внешний вид изображен на рис. 3.35.

Текстовый синтаксис: Jxxx N1 N2 N3 <имя модели> [AREA] [OFF] [IC=Vds, Vgs] [TEMP=T].

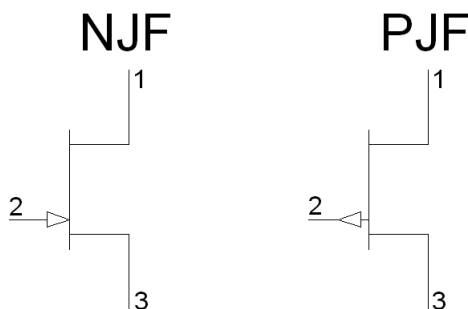


Рис. 3.35. JFET-транзисторы

Параметр **AREA** называется коэффициентом площади и определяет число одинаковых транзисторов, включенных параллельно. Если коэффициент площади не указан, то по умолчанию принимается равным 1. Параметр **OFF** используется при DC анализе и показывает начальное состояние транзистора. Параметр **IC** позволяет задать начальные напряжения v_{ds} (исток—сток) и v_{gs} (исток—затвор) и используется для определения начального состояния транзистора при Transient анализе, если установлен флаг **uic**. При помощи параметра **TEMP** можно указать рабочую температуру транзистора. Значение температуры, определенное этим параметром, аннулирует температуру, указанную в строке директивы **.OPTION**.

JFET-транзисторы описываются моделью Шихмана—Ходжеса. Параметры этой модели перечислены в табл. 3.12.

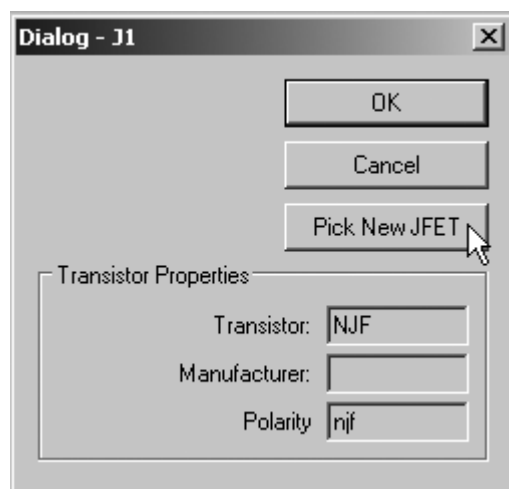
Таблица 3.12. Параметры модели JFET-транзистора

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
A_f	Показатель фликкер-шума	—	1
α	Коэффициент ионизации	1/V	0
B	Параметр легирования	—	1
β	Параметр межэлектродной проводимости	A/V	10^{-4}
β_{atc}	Экспоненциальный температурный коэффициент параметра межэлектродной проводимости	% / °C	0
C_{gd}	Емкость перехода затвор—сток при нулевом смещении	Ф	0
C_{gs}	Емкость перехода затвор—исток при нулевом смещении	Ф	0
F_c	Коэффициент для прямо смещенной емкости	—	0.5
I_s	Ток насыщения р-п-перехода затвора	A	10^{-14}
I_{sr}	Параметр тока рекомбинации	A	0
K_f	Коэффициент фликкер-шума	—	0
λ	Параметр модуляции длины канала	1/V	0
M	Коэффициент лавинного умножения обедненного р-п-перехода затвора	—	0.5
N	Коэффициент эмиссии	—	1
N_r	Коэффициент эмиссии для I_{sr}	—	2
P_b	Потенциал р-п-перехода затвора	V	1
R_d	Объемное сопротивление области стока	Ом	0
R_s	Объемное сопротивление области истока	Ом	0

Таблица 3.12 (окончание)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
T_{nom}	Температура измерений	°C	27
V_k	Напряжение ионизации для р-п-перехода затвора	B	0
V_{to}	Пороговое напряжение	B	-2
V_{totc}	Температурный коэффициент порогового напряжения	B/°C	0
X_{TI}	Температурный коэффициент тока насыщения	—	3

LTspice имеет обширную библиотеку JFET-транзисторов. Чтобы добраться до этой библиотеки, нужно сначала вызвать диалоговое окно **Dialog** (Диалог), изображенное на рис. 3.36, щелкнув правой кнопкой мышки по символу транзистора.

Рис. 3.36. Внешний вид окна **Dialog**

Затем, в окне **Dialog**, щелкнуть левой кнопкой мышки по кнопке **Pick New JFET** (Поиск нового JFET-транзистора). В результате появится окно выбора

библиотечного транзистора **Select JFET Transistor** (Выбрать JFET-транзистор), изображенное на рис. 3.37.

Кроме перечисленных в табл. 3.12 параметров, возможен дополнительный параметр *Mfg*, с помощью которого можно указать производителя транзистора. Значение этого параметра будет отображаться в колонке **Manufacturer** (Производитель) окна выбора транзистора (рис. 3.37).

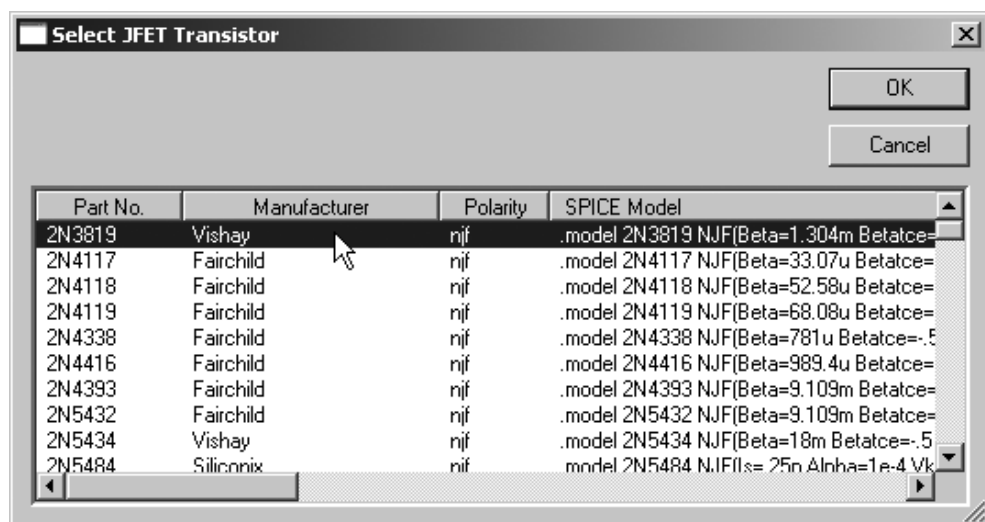


Рис. 3.37. Внешний вид окна **Select JFET Transistor**

3.11. К — коэффициент связи

В SPICE симуляторах принята модель, согласно которой связь между обмотками определяется фиктивным схемным элементом, который называется коэффициентом связи *K* (рис. 3.38). По сути, коэффициент связи очень похож на директиву и помещается в виде текста на схеме.

Текстовый синтаксис: *Kxxx L1 L2 [L3 ...] <коэффициент>*.

Где *L1*, *L2*, *L3*... — индуктивности, между которыми необходимо осуществить связь. Коэффициент связи *K* должен быть в диапазоне $-1 \dots 1$. Если $K = 0$, то связь между обмотками отсутствует, а если $K = 1$, то связь полная. Минус перед коэффициентом связи позволяет сменить на противоположную

полярность сигнала на вторичных обмотках трансформатора. Для реальных трансформаторов коэффициент связи обычно находится в диапазоне 0.9 ... 0.999.

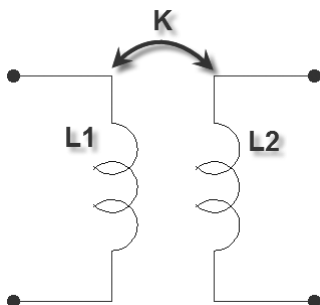


Рис. 3.38. Способ организации индуктивной связи, принятый в SPICE-симуляторах

Например, строка `K12 L1 L2 1.0` создает двухобмоточный линейный трансформатор с полностью связанными катушками, где `L1` имитирует его первичную обмотку, а `L2` — вторичную (рис. 3.38).

Описанным способом можно создавать не только двухобмоточные, но и многообмоточные трансформаторы. Например, строка `K1 L1 L2 L3 L4 1.0` создает четырехобмоточный трансформатор. Многократные объявления коэффициента связи внутри одного трансформатора не допустимы. В этом случае LTspice потребует использования одной директивы коэффициента связи.

На практике иногда возникают проблемы использования предложенного принципа моделирования связи между индуктивностями. Дело в том, что в электротехнике обычно используется Т-образная модель трансформатора, изображенная на рис. 3.39. Эту модель характеризуют индуктивности рассеяния первичной L_{s1} и вторичной L_{s2} обмоток, индуктивность намагничивания L_m и коэффициент трансформации идеального трансформатора $K_{mp} = N1/N2$. Так как существуют достаточно простые методики, позволяющие измерять эти параметры на реальном трансформаторе, то хотелось бы иметь алгоритм их преобразования к виду, удобному для SPICE-симулятора.

Рассмотрим наиболее распространенный случай, когда все обмотки трансформатора намотаны на одном и том же ферромагнитном сердечнике. В этом

случае коэффициент связи и коэффициент трансформации можно определить по следующим формулам:

$$K = \frac{L1 - Ls}{L1}, \quad K_{mp} = \frac{N1}{N2} = \sqrt{\frac{L1}{L2}},$$

где $L1$ — индуктивность первичной обмотки трансформатора;

$L2$ — индуктивность вторичной обмотки трансформатора;

$N1$ — количество витков первичной обмотки трансформатора;

$N2$ — количество витков вторичной обмотки трансформатора;

Ls — индуктивность рассеяния обмотки трансформатора.

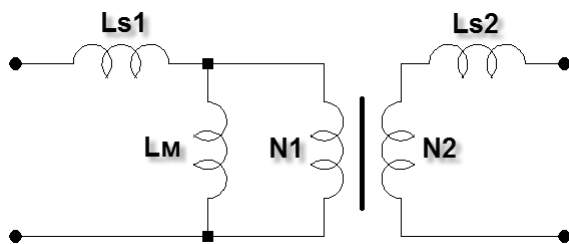


Рис. 3.39. Эквивалентная модель трансформатора

Рассмотрим небольшой пример, имитирующий экспериментальную проверку коэффициента связи (рис. 3.40).

В примере используется трансформатор, имеющий индуктивность первичной обмотки $L1 = 10$ мГн и индуктивность вторичной обмотки $L2 = 40$ мГн, что соответствует коэффициенту трансформации:

$$K_{TP} = \sqrt{\frac{L1}{L2}} = \sqrt{\frac{0.01}{0.04}} = 0.5.$$

Первичная обмотка трансформатора питается от генератора V1, формирующего синусоидальное напряжение частотой 1 кГц и амплитудой 1 В (эффективное значение равно 0.707 В). Коэффициент связи между обмотками установлен равным 0.99. При КЗ во вторичной обмотке ($R1$ имеет весьма низкое сопротивление, равное 1 мОм) в первичной протекает ток $I(L1) = 565.41$ мА (рис. 3.40).

Определим суммарную индуктивность рассеяния, приведенную к первичной обмотке:

$$L_K = \frac{V1}{I(L1) \cdot \omega} = \frac{0.707}{0.565 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1000} = 0.2 \text{ мГн.}$$

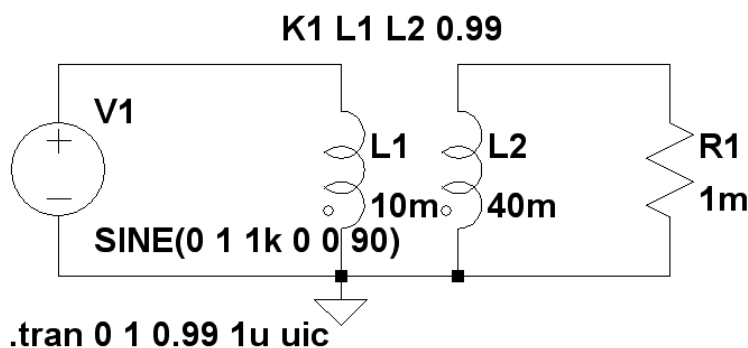
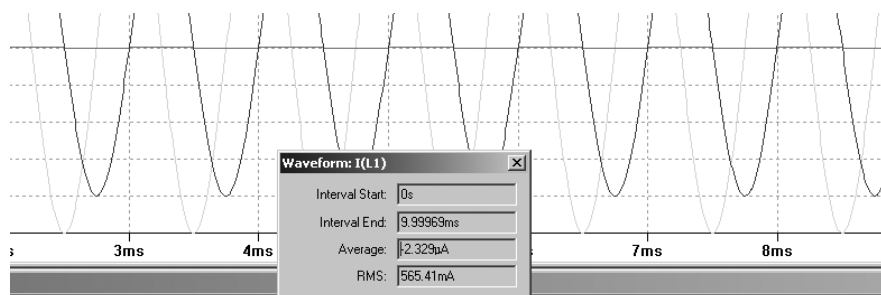


Рис. 3.40. Схема испытания трансформатора в программе LTspice

Обычно индуктивность рассеяния поровну распределена между первичной и вторичной обмоткой. Следовательно, индуктивность рассеяния первичной обмотки равна:

$$L_{S1} = \frac{L_K}{2} = \frac{0.2}{2} = 0.1 \text{ мГн.}$$

Реальный коэффициент связи равен:

$$K = 1 - \frac{L_{S1}}{L1} = 1 - \frac{0.0001}{0.01} = 0.99.$$

Что соответствует заданному коэффициенту связи.

3.12. L — индуктивность

Имена элементов: IND, IND2.

Оба элемента имеют одну и ту же встроенную модель и отличаются лишь внешним видом символов — у элемента IND2, в отличие от IND, точкой обозначено начало обмотки. Соответствующие символы расположены в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice. Их внешний вид изображен на рис. 3.41.

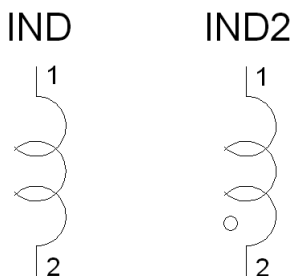


Рис. 3.41. Символы индуктивности

Текстовый синтаксис: Lxxx N1 N2 <индуктивность> [ic=<значение>]
 [Rser=<значение>] + [Rpar=<значение>] [Cpar=<значение>]
 [m=<значение>] [temp=<значение>].

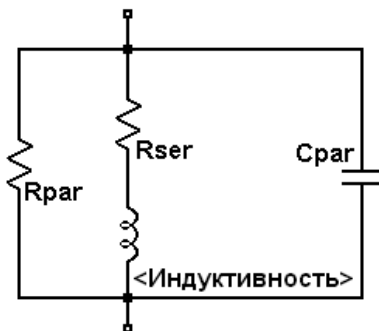


Рис. 3.42. Эквивалентная схема индуктивности

На рис. 3.42 изображена эквивалентная схема индуктивности, позволяющая, кроме самой индуктивности, определять множество дополнительных параметров.

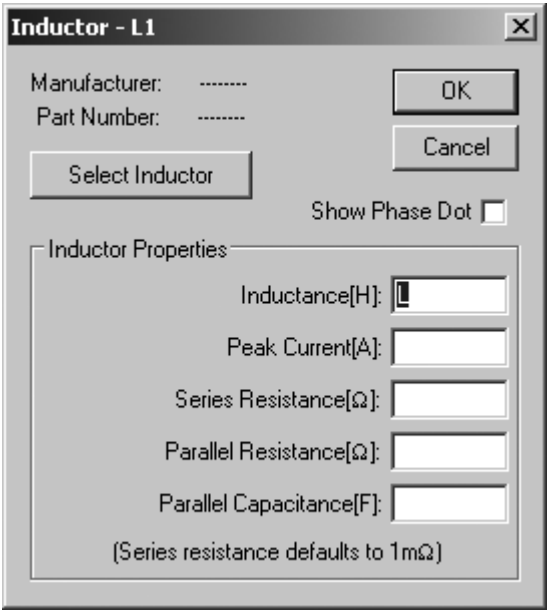


Рис. 3.43. Окно настройки индуктивности

Для определения параметров индуктивности в рабочем окне LTspice необходимо вызвать окно настройки **Inductor** (Индуктивность), изображенное на рис. 3.43, щелкнув правой кнопкой мышки по символу индуктивности.

Перечень параметров, а также соответствующих им полей в меню настройки, приведен в табл. 3.13.

Таблица 3.13. Параметры индуктивности

Обозначение	Поле в меню настройки	Ед. измерения	Описание
L	Inductance	Гн	Индуктивность
R_{ser}	Series Resistance	Ом	Эквивалентное последовательное сопротивление
R_{par}	Parallel Resistance	Ом	Эквивалентное параллельное сопротивление

Таблица 3.13 (окончание)

Обозначение	Поле в меню настройки	Ед. измерения	Описание
C_{par}	Parallel Capacitance	Ф	Эквивалентная параллельная емкость
M	—	—	Число параллельных устройств
I_c	—	А	Начальный ток (используется только, если флаг <code>uic</code> установлен в строке <code>.tran</code>)
$tc1$	—	°C	Линейный температурный коэффициент индуктивности
$Tc1$	—	°C	Квадратичный температурный коэффициент индуктивности
$temp$	—	°C	Температура
—	Peak Current	А	Пиковый ток. Параметр при моделировании не учитывается

Паразитные параметры R_{par} , R_{ser} и C_{par} лучше указывать в соответствующих полях меню настройки индуктивности, чем вводить явно в виде независимых элементов. В этом случае LTspice использует собственную технологию симуляции физической индуктивности, которая не приводит к увеличению узлов схемы. Это позволяет уменьшить матрицу симуляции, ускорить вычисления и уменьшить вероятность возникновения ошибки сходимости для всех размерностей временного шага.

По умолчанию LTspice обеспечивает небольшое демпфирование индуктивности при анализе переходного (transient) процесса. При анализе источников питания потери, вызванные этим демпфированием, обычно не оказывают существенного влияния на результаты, но при желании могут быть исключены. Для этого надо снять галочку возле пункта **Supply a min. inductor damping if no Rpar is given** (Обеспечить минимальное демпфирование индуктивности, если не указано значение R_{par}), который находится на странице

Tools (Инструменты) | **Control Panel** (Панель управления) | **Hacks!** (Хакерские штучки). Эта установка запоминается для текущего и всех последующих запусков программы.

Кроме этого, по умолчанию LTspice вводит последовательное сопротивление $R_{ser} = 0.001$ Ом. Эта небольшая величина R_{ser} позволяет LTspice для имитации индуктивности вместо эквивалентной схемы Тевенина использовать эквивалентную схему Нортона, что уменьшает размер линейной матрицы схемы. Если есть необходимость исключить это минимальное сопротивление, то требуется явно установить значение параметра $R_{ser} = 0$. В этом случае LTspice в течение Transient анализа будет использовать для индуктивности более громоздкую эквивалентную схему Тевенина.

В LTspice предусмотрены два способа задания нелинейности индуктивности.

3.12.1. Первый способ задания нелинейной индуктивности

Первый способ задания нелинейной индуктивности использует аналитическую зависимость:

$$\Psi = L \cdot I.$$

Данная зависимость устанавливает связь между потокосцеплением Ψ , индуктивностью L и током I , протекающим через катушку индуктивности. В свою очередь, потокосцепление равно произведению магнитного потока Φ на количество витков N катушки индуктивности, сцепленных с этим потоком:

$$\Psi = \Phi \cdot N.$$

Для задания индуктивности в поле **Inductance** (Индуктивность) окна настройки (рис. 3.43) нужно ввести выражение, связывающее потокосцепление, обозначаемое ключевым словом `Flux`, и тока, для обозначения которого используется символ "x". В следующем примере описанным способом создается линейная индуктивность величиной 1 Гн:

```
L1 N001 0 Flux=x.
```

Рассматриваемый способ может оказаться полезным, если известны зависимости, связывающие магнитную индукцию B с напряженностью магнитного поля H .

Подобные зависимости, например, можно обнаружить в справочной документации компании Magnetics (<http://www.mag-inc.com>), производящей ферритовые и порошковые магнитные сердечники. Сердечники из порошковых магнитных материалов (магнитодиэлектрики), благодаря наличию внутреннего распределенного немагнитного зазора, нашли широкое применение в индуктивностях и трансформаторах импульсных преобразователей, работающих с подмагничиванием. Техническая информация на порошковые магнитные материалы приводится в документации (<http://www.mag-inc.com/powder/Technical%20Data%20PowderCoreCatalog.pdf>). Сдесь же можно найти аналитическое выражение, описывающее процесс перемагничивания материала в области положительной индукции и напряженности магнитного поля:

$$B = \left[\frac{a + b \cdot H + c \cdot H^2}{1 + d \cdot H + e \cdot H^2} \right]^x, \text{ кГс.}$$

Следует иметь в виду, что в оригинальной документации используются единицы измерения системы СГС. Здесь индукция измеряется в кГс (10 кГс = 1 Тл), а напряженность магнитного поля — в эрстедах (1 А/м = $4 \cdot 10^{-3}$ = 0.012566 Э). Далее, для перехода к системе СИ, придется использовать соответствующие нормирующие коэффициенты:

$$B = 0,1 \cdot \left[\frac{a + b \cdot 0,012566 \cdot H + c \cdot (0,012566 \cdot H)^2}{1 + d \cdot 0,012566 \cdot H + e \cdot (0,012566 \cdot H)^2} \right]^x, \text{ Тл.}$$

Коэффициенты аналитического выражения, соответствующие альсиферам (Kool Mu) с различной проницаемостью, перечислены в табл. 3.14.

Таблица 3.14. Коэффициенты аналитической зависимости напряженности и индукции альсифера (Kool Mu)

Проницаемость	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i>	<i>x</i>
26	$5.868 \cdot 10^{-3}$	$7.45 \cdot 10^{-3}$	$5.706 \cdot 10^{-4}$	$-2.93 \cdot 10^{-4}$	$5.539 \cdot 10^{-6}$	0.5
40	$8.87 \cdot 10^{-3}$	$4.45 \cdot 10^{-3}$	$1.71 \cdot 10^{-3}$	$2.33 \cdot 10^{-4}$	$1.630 \cdot 10^{-5}$	0.5
60	$1.658 \cdot 10^{-2}$	$1.831 \cdot 10^{-3}$	$4.621 \cdot 10^{-3}$	$4.7 \cdot 10^{-3}$	$3.833 \cdot 10^{-5}$	0.5
75	$1.433 \cdot 10^{-2}$	$7.738 \cdot 10^{-3}$	$8.376 \cdot 10^{-3}$	$5.773 \cdot 10^{-3}$	$7.159 \cdot 10^{-5}$	0.5

Таблица 3.14 (окончание)

Проницаемость	a	b	c	d	e	x
90	$5.660 \cdot 10^{-2}$	$-9.675 \cdot 10^{-3}$	$1.250 \cdot 10^{-2}$	$5.792 \cdot 10^{-3}$	$1.075 \cdot 10^{-4}$	0.5
125	$7.808 \cdot 10^{-3}$	$4.049 \cdot 10^{-2}$	$1.643 \cdot 10^{-2}$	$3.121 \cdot 10^{-3}$	$1.447 \cdot 10^{-4}$	0.5

На рис. 3.44 приведен пример моделирования нелинейного дросселя, намотанного на тороидальном сердечнике 77083A7 из альсифера с проницаемостью 60. Сердечник имеет среднюю длину магнитной силовой линии $L=9.84$ см и сечение $S=1.072$ см². На сердечник намотана обмотка $N=220$ витков.

Для ввода коэффициентов аналитической зависимости и параметров сердечника используем директиву .PARAM:

```
.param a=16.58m b=1.831m c=4.621m d=4.7m e=38.33u x=0.5 n=220
l=98.4m s=107.2u.
```

Индуктивность нелинейного дросселя задается выражением:

$$\text{Flux} = 0.1 * \{n\} * \{s\} * ((\{a\} + \{b\} * 0.012566 * \{n\} * x / \{l\} + \{c\} * (0.012566 * \{n\} * x / \{l\}) ** 2) / (1 + \{d\} * 0.012566 * \{n\} * x / \{l\} + \{e\} * (0.012566 * \{n\} * x / \{l\}) ** 2)) ** \{x\}.$$

Результирующее текстовое описание схемы примера должно выглядеть следующим образом:

```
* C:\Program Files\LTC\LTspiceIV\test_L1.asc
L1 N001 0
Flux=0.1*\{n\}*\{s\}*(((\{a\}+\{b\}*0.012566*\{n\}*x/\{l\}+\{c\}*(0.012566*\{n\}*x/\{l\})**2)/
)/(1+\{d\}*0.012566*\{n\}*x/\{l\}+\{e\}*(0.012566*\{n\}*x/\{l\})**2))**\{x\}
I1 0 N001 PULSE(0 10 0 10m 10m 0 20m)
.param a=16.58m b=1.831m c=4.621m d=4.7m e=38.33u x=0.5 w=220 l=98.4m
s=107.2u
.tran 10m
.backanno
.end
```

Целью моделирования является исследование зависимости индуктивности нелинейного дросселя от тока, протекающего через его обмотку. Для этого, с помощью источника тока $I1$, через обмотку дросселя пропускается ток, линейно нарастающий со скоростью $\frac{dI}{dt} = 1000$ А/с.

В этом случае напряжение на дросселе будет определяться зависимостью:

$$V = L \cdot \frac{dI}{dt}.$$

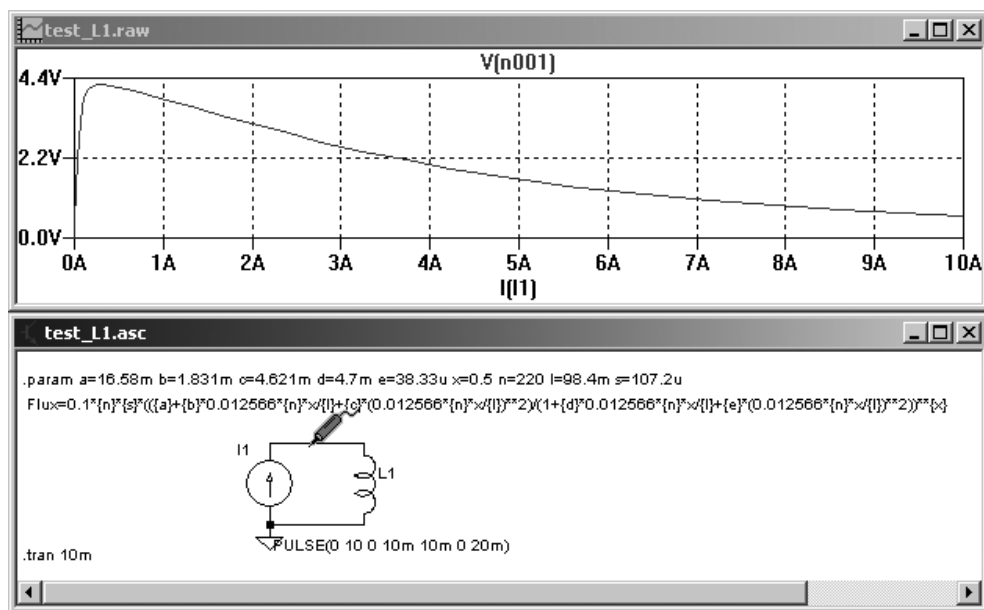


Рис. 3.44. Задание нелинейной индуктивности с помощью выражения

Чтобы величина этого напряжения численно равнялась текущей индуктивности, его необходимо уменьшить в 1000 раз.

По результатам моделирования видно, что индуктивность дросселя минимальна в области малых токов, затем резко возрастает до максимального значения 4.2 мГн при токе 0.2 А, и далее плавно снижается по мере нарастания тока.

3.12.2. Второй способ задания нелинейной индуктивности

Второй способ позволяет использовать упрощенную гистерезисную модель магнитного сердечника, которую впервые предложил Джон Чан.

Модель использует только основные параметры петли гистерезиса, перечисленные в табл. 3.15.

Таблица 3.15. Основные параметры петли гистерезиса

Обозначение	Описание	Единицы измерения
H_c	Коэрцитивная сила	А/м
Br	Остаточная индукция	Тл
B_s	Индукция насыщения	Тл

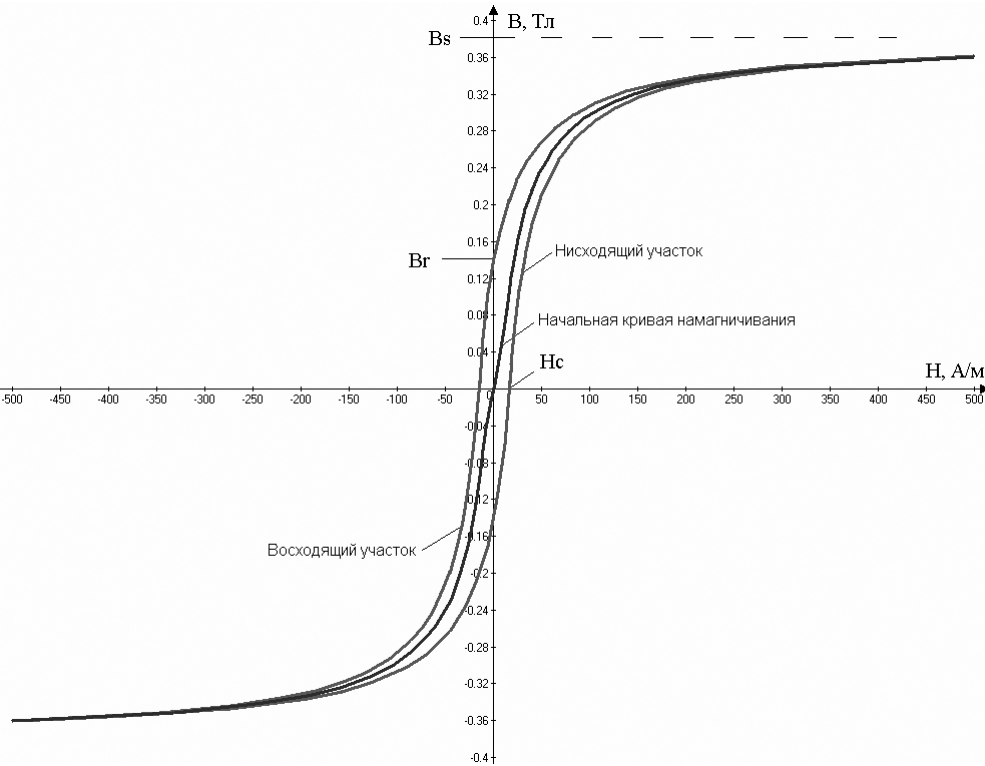


Рис. 3.45. Петля гистерезиса и начальная кривая намагничивания феррита M2000NM, имеющего $H_c = 16$ А/м, $Br = 0.14$ Тл, $B_s = 0.38$ Тл

Восходящий и нисходящий участки петли гистерезиса моделируются при помощи следующих выражений:

$$B_{up}(H) = B_s \cdot \frac{H + H_c}{|H + H_c| + H_c \cdot (B_s / B_r - 1)} + \mu_0 \cdot H,$$

для восходящего участка и

$$B_{dn}(H) = B_s \cdot \frac{H - H_c}{|H - H_c| + H_c \cdot (B_s / B_r - 1)} + \mu_0 \cdot H,$$

для нисходящего участка.

Где $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная проницаемость вакуума.

Начальная кривая намагничивания моделируется выражением:

$$B(H) = \frac{B_{up}(H) + B_{dn}(H)}{2}.$$

Внешние виды петли гистерезиса и начальной кривой намагничивания, построенные по указанным зависимостям для феррита М2000НМ, показаны на рис. 3.45.

Наряду с параметрами петли гистерезиса, при описании нелинейной индуктивности учитываются линейные размеры сердечника, а также количество витков катушки (табл. 3.16).

Таблица 3.16. Основные параметры сердечника и катушки

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

ПРИМЕЧАНИЕ

Следует иметь в виду, что LTspice не учитывает "распухание" магнитного поля в длинных зазорах, а считает, что весь магнитный поток сосредоточен

в сечении сердечника и зазора. Следствием этого будет то, что вычисленная в LTspice индуктивность может иметь меньшую величину, чем та, которую имеет физический прототип.

Зачастую при анализе источников питания возникает необходимость наблюдения траектории перемагничивания магнитного сердечника трансформатора или дросселя. Некоторые коммерческие симуляторы позволяют делать такие наблюдения, но в LTspice, к сожалению, такая возможность отсутствует. Однако проблема решается добавлением простейшего тестового узла в общую модель (рис. 3.46).

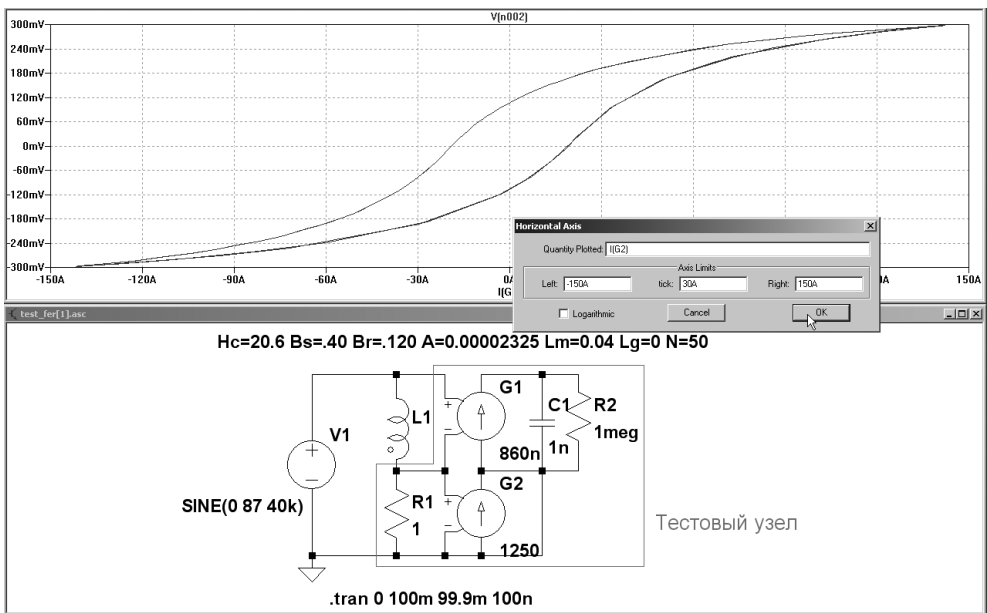


Рис. 3.46. Тестовый узел, позволяющий наблюдать траекторию перемагничивания магнитного сердечника

Для примера промоделируем процесс перемагничивания сердечника из феррита M2000HM1. Сердечник имеет форму кольца с размерами $17.5 \times 8.2 \times 5$ мм ($S_c = A = 23.25 \cdot 10^{-6}$ м², $L_m = 0.04$ м) без немагнитного зазора ($L_g = 0$). На сердечник намотана обмотка, имеющая $N = 50$ витков. Перечисленные параметры вводятся в поле **Inductance[H]** окна настройки индуктивности в виде строки:

Hc=20.6 Bs=.40 Br=.120 A=0.00002325 Lm=0.04 Lg=0 N=50

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

Известно, что скорость изменения индукции в сердечнике индуктивности прямо пропорциональна напряжению U , приложенному к ее обмотке, и обратно виткам N этой обмотки и площади сечения A .

$$\frac{dB}{dt} = \frac{U}{A \cdot N}.$$

Следовательно, подав напряжение U на вход интегратора, на его выходе мы получим сигнал пропорциональный индукции в сердечнике. В нашем случае роль интегратора возложена на узел, состоящий из источника G1 и конденсатора C1. Коэффициент передачи управляемого источника тока G1, обеспечивающий выходное напряжение интегратора, равное индукции, можно вычислить по формуле:

$$Kg1 = \frac{C1}{A \cdot N} = \frac{1 \cdot 10^{-9}}{23.25 \cdot 10^{-6} \cdot 50} = 860 \text{ нФ}.$$

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

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

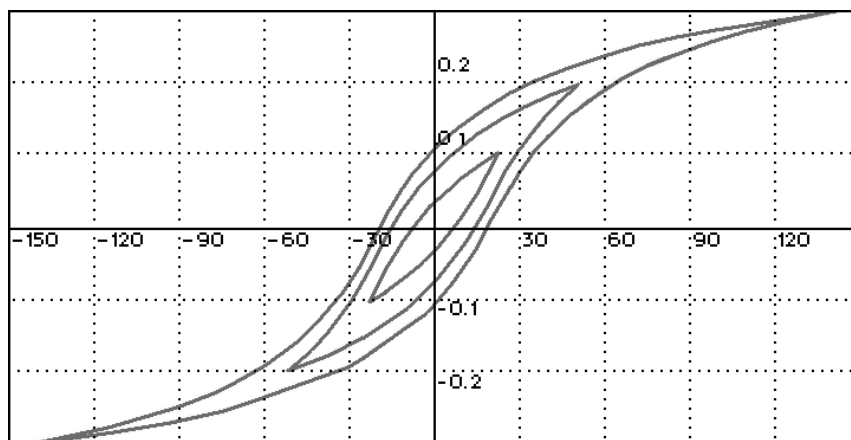
$$Kg2 = \frac{N}{R1 \cdot Lm} = \frac{50}{1 \cdot 0.04} = 1250.$$

Вычисленное значение коэффициента передачи необходимо записать в строке **Value** меню настройки управляемого источника тока G2.

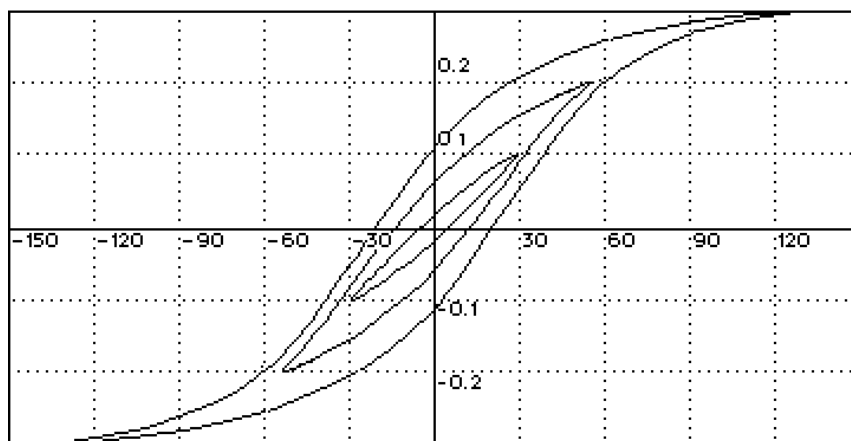
Для устранения дрейфа показаний интегратора G1, C1 желательно установить минимальное значение **Maximum Timestep** (Максимальный временной шаг).

Для отображения индукции щелчком по верхнему выводу конденсатора C1 (рис. 3.46). По умолчанию на горизонтальную ось выводится время (time). Чтобы вывести туда напряженность, щелчком по оси левой кнопкой мышки. Результатом будет появление окна настройки горизонтальной оси **Horizontal Axis**. В строчке **Quantity Plotted** (Величина развертки) этого окна вместо **time** впишем "I(G2)".

Сравним результаты моделирования феррита M2000HM1 с результатами его экспериментальных испытаний (<http://microcap-model.narod.ru/Magnetic/parametr.htm>) (рис. 3.47).



а



б

Рис. 3.47. Сравнение результатов моделирования (а) и экспериментального снятия (б) петли гистерезиса феррита M2000HM1

Нелинейную индуктивность можно использовать для преобразования линейного трансформатора в нелинейный. На рис. 3.48 изображен пример модели двухобмоточного трансформатора.

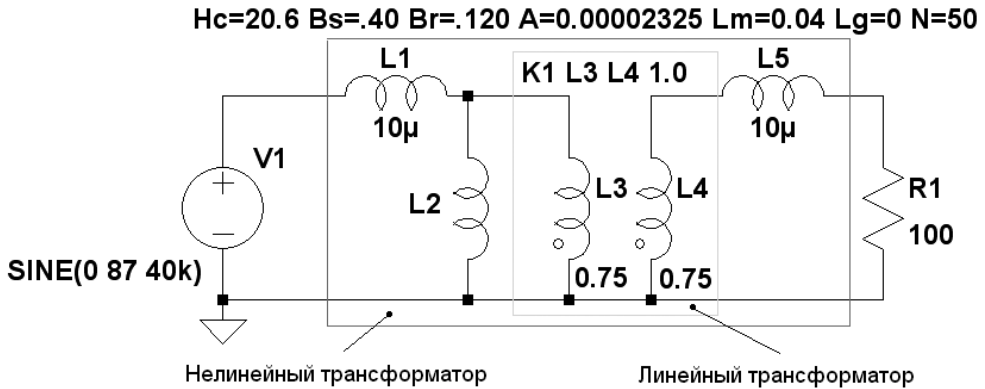


Рис. 3.48. Модель нелинейного трансформатора на ферритовом сердечнике M2000HM1

Рассмотрим подробнее назначение и подбор параметров отдельных элементов модели нелинейного трансформатора. Индуктивность L2 имитирует нелинейную индуктивность намагничивания первичной обмотки реального трансформатора. В данном примере использован тот же сердечник из феррита M2000HM1, на котором ранее уже была создана модель нелинейной индуктивности. Индуктивности L3 и L4 имитируют первичную и вторичную обмотки линейного трансформатора. Связь между обмотками линейного трансформатора организуется при помощи коэффициента связи K1 L3 L4 1.0. Имейте в виду, что коэффициент связи в обязательном порядке должен быть равным 1.0. Чтобы нелинейная индуктивность L2 не шунтировалась индуктивностью L3 первичной обмотки линейного трансформатора, последняя должна в 100 и более раз превышать первую. Величину нелинейной индуктивности можно проверить экспериментально или вычислить по формуле:

$$L2 = \frac{1.25 \cdot 10^{-6} \cdot A \cdot N^2}{Lg + \frac{Lm \cdot \mu_0 \cdot Hc \cdot (Bs + Br)}{Bs \cdot Br}} =$$

$$= \frac{1.25 \cdot 10^{-6} \cdot 23.25 \cdot 10^{-6} \cdot 50^2}{0 + \frac{0.04 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 20.6 \cdot (0.4 + 0.12)}{0.4 \cdot 0.12}} = 6.48 \text{ мГн.}$$

Пусть индуктивность L3 = 0.75 Гн, что более чем в 100 раз превышает вычисленную индуктивность L2.

Коэффициент трансформации устанавливается соотношением величин индуктивностей $L3$ и $L4$:

$$K_{mp} = \sqrt{\frac{L3}{L4}} = \sqrt{\frac{0.75}{0.75}} = 1.$$

Индуктивности $L1$ и $L5$ имитируют индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток нелинейного трансформатора. Величины этих индуктивностей можно установить из соображения получения требуемого коэффициента связи K , который, для большинства реальных трансформаторов с ферромагнитным сердечником, находится в диапазоне $0.9 \dots 0.999$. В этом случае индуктивности рассеяния определяются по формулам:

$$L1 = L2 \cdot (1 - K) \text{ —}$$

для первичной обмотки и

$$L5 = \frac{L1}{K^2} = L2 \cdot (1 - K) \cdot \frac{L4}{L3} \text{ —}$$

для вторичной обмотки.

Индуктивность рассеяния можно определить экспериментально, использовать измерительную схему (рис. 3.49), которая подобна схеме (рис. 3.39), приведенной в разд. 3.11 для коэффициента связи K .

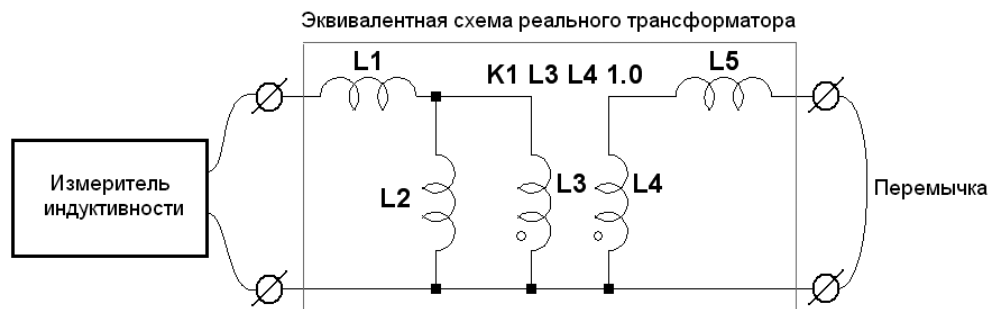


Рис. 3.49. Измерительная схема для определения индуктивности рассеяния трансформатора

Согласно приведенной схеме, если перемычкой замкнуть вторичную обмотку трансформатора, то индуктивность первичной обмотки будет практически равна сумме индуктивностей рассеяния первичной и вторичной обмоток

$L_{\Sigma} = L_1 + L_5^*$. Где $L_5^* = L_5 \cdot K_{mp}^2$ — индуктивность рассеяния вторичной обмотки, приведенная к первичной. Так как индуктивность намагничивания L_2 и индуктивности обмоток линейного трансформатора L_3 , L_4 во много раз больше индуктивности рассеяния, то их влиянием можно пренебречь.

Для реальных трансформаторов с ферромагнитным сердечником $L_1 \approx L_5^*$. Следовательно, индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток можно найти по формуле:

$$L_1 = L_k / 2 \text{ —}$$


для первичной обмотки и

$$L_5 = \frac{L_k}{2 \cdot K_{mp}^2} \text{ —}$$

для вторичной обмотки.

3.13. М — MOSFET. Полевые транзисторы с изолированным затвором

Имена элементов: NMOS, NMOS4, PMOS, PMOS4.

Полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET) требуют использования директивы `.model` для определения своих характеристик. Для размещения этой директивы в рабочем поле программы LTspice необходимо вызвать окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенное на рис. 3.17. Это окно вызывается с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE директиву), нажатием клавиши <C> или нажатием кнопки  на панели инструментов.

По типу проводимости MOSFET транзисторы разделяются на n-канальные (NMOS, NMOS4) и p-канальные (PMOS, PMOS4). Символы этих транзисторов расположены в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice. Их внешний вид изображен на рис. 3.50.

LTspice имеет обширную библиотеку MOSFET транзисторов. Чтобы добраться до этой библиотеки, нужно сначала вызвать диалоговое окно **MOSFET**, щелкнув правой кнопкой мышки по символу транзистора, а затем

щелкнуть по кнопке **Pick New MOSFET** (Поиск нового MOSFET). В результате появится окно выбора библиотечного транзистора **Select MOSFET** (Выбор MOSFET), изображенное на рис. 3.51.

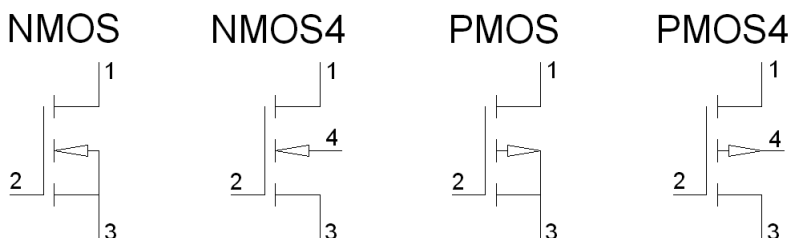


Рис. 3.50. MOSFET-транзисторы

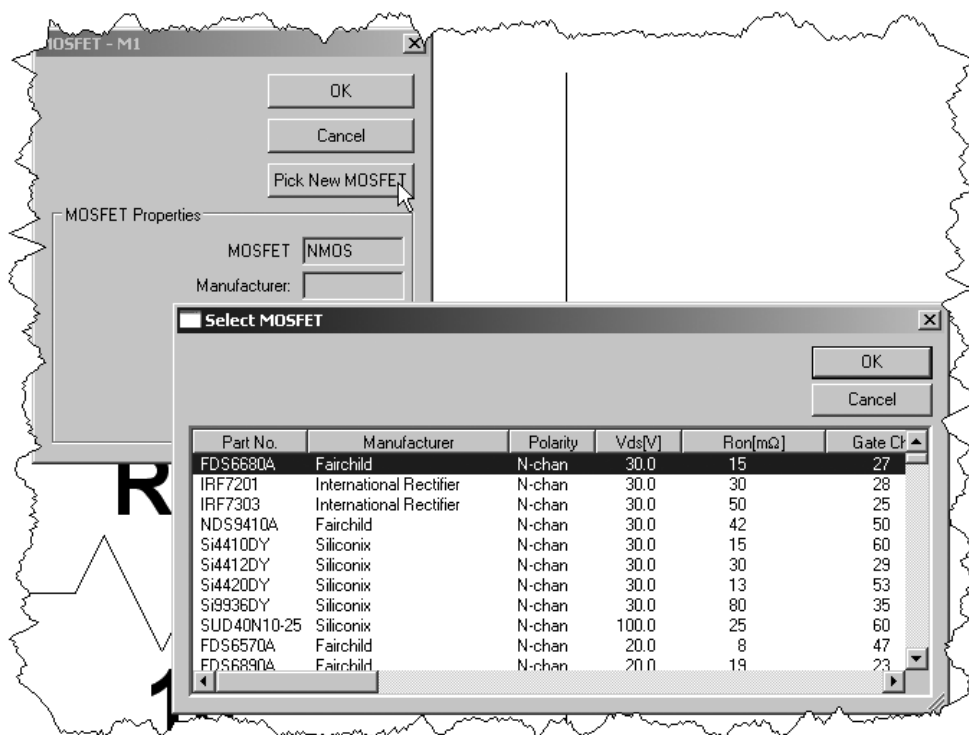


Рис. 3.51. Выбор MOSFET-транзистора из встроенной библиотеки программы LTspice

В LTspice существуют два функционально различных типа MOSFET-транзисторов. Это монолитные MOSFET-транзисторы и новые MOSFET-транзисторы с вертикальной структурой, изготовленной методом двойной диффузии (VDMOS)¹.

Тестовый синтаксис для MOSFET-транзисторов:

```
Mxxx N1 N2 N3 N4 <имя модели> [m=<значение>] [L=<длина>]
[W=<ширина>] + [AD=<площадь>] [AS=<площадь>] [PD=<периметр>]
[PS=<периметр>] [NRD=<значение>] + [NRS=<значение>] [off]
[IC=<Vds, Vgs, Vbs>] [temp=<T>]
```

Пример:

```
M1 N001 N005 N004 0 MyMOSFET
.model MyMOSFET NMOS (KP=.001)

M1 N005 N022 N009 N009 MypMOSFET
.model MypMOSFET PMOS (KP=.001)
```

Тестовый синтаксис для VDMOS-транзисторов:

```
Mxxx N1 N2 N3 <имя модели> [L=<длина>] [W=<ширина>] [M=<площадь>]
+ [m=<значение>] [off] [IC=<Vds, Vgs, Vbs>] [temp=<T>]
```

Пример:

```
M1 N005 N001 N003 Si4410DY
.model Si4410DY VDMOS (Rd=3m Rs=3m Vto=2.6 Kp=60 Cgdmax=1.9n
Cgdmin=50p Cgs=3.1n Cjo=1n Is=5.5p Rb=5.7m)
```

При помощи директивы `.model` определяются параметры используемого MOSFET-транзистора. Ключевое слово `nmos` или `pmos` определяет монолитный n- или p-канальный MOSFET-транзистор. Ключевое слово `vdmos` определяет MOSFET-транзистор с двухдиффузионной вертикальной структурой.

Монолитные MOSFET-транзисторы подключаются при помощи трех (NMOS, PMOS) или четырех (NMOS4, PMOS4) внешних выводов, которые нумеруются от 1 до 4. N1, N2, N3 и N4 соответственно являются стоком (drain), затвором (gate), истоком (source) и подложкой (bulk). У трехвыводных транзисторов (NMOS, PMOS) подложка соединена с истоком.

Параметры модели монолитного MOSFET-транзистора для моделей уровня 1, 2 и 3 перечислены в табл. 3.17.

¹ Анатолий Керенцев, Владимир Ланин. Конструктивно-технологические особенности MOSFET транзисторов // Компоненты и Технологии, 2007.

Кроме перечисленных в таблице параметров, существуют необязательные параметры модели MOSFET-транзистора. Параметры модели L и W определяют длину и ширину канала, которые измеряются в метрах. Параметры Ad и As соответственно определяют площадь диффузионной области стока и истока, которая измеряется в квадратных метрах. Если не определен любой из параметров L , W , Ad или As , то используется его значение по умолчанию. Параметры Pd и Ps соответственно определяют периметры перехода стока и истока, которые измеряются в метрах. Параметры Nrd и Nrs определяют относительное удельное сопротивление стока и истока. Эти значения умножают на поверхностное сопротивление диффузионного слоя стока и истока Rsh (см. табл. 3.17), определенное в строке директивы `.model`. По умолчанию параметры Pd и Ps равны нулю, а параметры Nrd и Nrs — единице. Параметр `off` показывает начальное состояние транзистора для DC-анализа. Начальное состояние можно определить с использованием параметра $Ic = \langle Vds, Vgs, Vbs \rangle$. Если в строке директивы `.tran` анализа переходного процесса (transient) использовать опцию `uic`, то анализ начнется с указанного начального состояния. При помощи необязательного параметра `temp` можно установить рабочую температуру устройства. Установленное таким образом значение температуры аннулирует значение температуры, определенное при помощи директивы `.option`. Определение температуры, будет правильным только для моделей уровня 1, 2, 3, и 6, но не для моделей уровня 4, 5 или 7.

LTspice содержит модели семи различных уровней для монолитных MOSFET-транзисторов, а также одну модель для VDMOS-транзистора. Уровень модели определяется параметром `level`. Если уровень модели явно не указан, то по умолчанию принимается первый уровень.

Уровни модели.

- $level = 1$. Модель Шихмана—Ходжеса. Применяется в приближенных расчетах, когда не требуется высокая точность.
- $level = 2$. Эта модель точнее, чем модель первого уровня, но ее параметры трудно увязываются с экспериментальными данными.
- $level = 3$. Полуэмпирическая модель $level = 3$, требующая меньших вычислительных затрат.
- $level = 4$, $level = 5$, $level = 6$, $level = 7$. Параметры этих моделей рассчитываются по справочным данным, с помощью специальной программы идентификации. К сожалению, в составе LTspice такая программа не предусмотрена.

Для моделей уровней 1—3 DC-характеристики MOSFET-транзистора определяются параметрами V_{to} , K_p , Λ , Φ и Γ . Эти параметры вычисляются, если заданы параметры процесса (N_{sub} , T_{ox} , ...), но значения, определенные пользователем, всегда берут верх. Параметр V_{to} положительный (отрицательный) в режиме обогащения и отрицательный (положительный) в режиме обеднения для транзистора с n-каналом (p-каналом). Накопленный заряд моделируется тремя постоянными конденсаторами CGSO, CGDO и CGBO, представляющими собой области перекрытия, распределенные между затвором, истоком, стоком и подложкой, а также нелинейными барьерными емкостями для обоих переходов подложки, которые изменяются коэффициентами M_j и M_{jsw} и определены параметрами C_{bd} , C_{bs} , C_j , C_{jsw} , M_j , M_{jsw} и P_b . Эффекты хранения заряда моделируются кусочно-линейной, зависимой от напряжения, моделью, предложенной Мейером. Оксидные эффекты хранения заряда обрабатываются немного иначе для модели $level = 1$. Там емкости, зависящие от напряжения, включаются, если определен параметр T_{ox} .

Имеется некоторое перекрытие среди параметров, описывающих переходы. Например, обратный ток может быть определен или через I_s , или через J_s . Первый параметр уже является абсолютным значением. Второй же, будучи умноженным на A_d и A_s , дает обратный ток переходов стока и истока соответственно. То же самое относится к емкостям переходов при нулевом смещении C_{bd} и C_{bs} с одной стороны и C_j с другой. Паразитное последовательное сопротивление стока и истока может быть выражено через R_d и R_s или через R_{sh} . Последнее путем умножения на относительное удельное сопротивление стока и истока (N_{rd} и N_{rs}).

Таблица 3.17. Параметры MOSFET для моделей уровней 1, 2 и 3

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
A_f	Экспонента спектральной плотности фликкер-шума	—	1
C_{bd}	Емкость перехода сток—подложка при нулевом смещении	Ф	0
C_{bs}	Емкость перехода исток—подложка при нулевом смещении	Ф	0
C_{gbo}	Емкость перекрытия затвор—подложка на метр ширины канала	Ф/м	0

Таблица 3.17 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
C_{gdo}	Емкость перекрытия затвор—сток на метр ширины канала	Ф/м	0
C_{gso}	Емкость перекрытия затвор—исток на метр ширины канала	Ф/м	0
C_j	Удельная емкость донной части перехода подложки при нулевом смещении (на квадратный метр площади перехода)	Ф/м ²	0
C_{jsw}	Удельная емкость боковой поверхности перехода подложки при нулевом смещении (на метр периметра перехода)	Ф/м	0
Δ	Коэффициент влияния ширины канала на пороговое напряжение (для уровней 2 и 3)	—	0
η	Статическая обратная связь (только для уровня 3)	—	0
F_c	Коэффициент барьерной емкости прямосмещенного перехода подложки	—	0.5
γ	Пороговый параметр подложки	В	0
I_s	Ток насыщения перехода подложки	А	$1 \cdot 10^{-14}$
J_s	Плотность тока насыщения перехода подложки (на квадратный метр площади перехода)	А/м ²	0
J_{ssw}	Удельная плотность тока насыщения (на длину периметра)	А/м	0
K_{ppa}	Область насыщения (только для уровня 3)	—	0.2
K_p	Параметр межэлектродной проводимости	А/В ²	$2 \cdot 10^{-5}$
K_f	Коэффициент спектральной плотности фликкер-шума	—	0

Таблица 3.17 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
Λ	Параметр модуляции длины канала (только для уровней 1 и 2)	1/В	0
L_d	Длина боковой области диффузии	м	0
$level$	Индекс модели	—	1
M_j	Коэффициент распределения донной части перехода подложки	—	0.5
M_{jsw}	Коэффициент распределения боковой поверхности перехода подложки	—	0.5 для уровня 1 0.33 для уровней 2 и 3
N	Коэффициент инжекции диода подложки	—	1
N_{eff}	Экспонента полного заряда канала (только для уровня 2)	—	1
N_{fs}	Плотность быстрых поверхностных состояний	1/см ²	1·10 ⁻¹⁰
N_{ss}	Плотность медленных поверхностных состояний	1/см ²	1·10 ⁻¹⁰
N_{sub}	Уровень легирования подложки	1/см ³	0
P_b	Потенциал перехода подложки	В	0.8
P_{bsw}	Напряжение инверсии боковой поверхности перехода	В	0.8
Φ_i	Поверхностный потенциал инверсии	В	0.6
R_b	Объемное сопротивление подложки	Ом	0
R_d	Объемное сопротивление стока	Ом	0
R_{ds}	Сопротивление утечки сток—исток	Ом	∞
R_g	Объемное сопротивление затвора	Ом	0

Таблица 3.17 (окончание)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
R_s	Объемное сопротивление истока	Ом	0
R_{sh}	Поверхностное сопротивление диффузионного слоя стока и истока	Ом	0
θ	Коэффициент модуляции подвижности носителей	—	0
T_{ox}	Толщина оксида	м	$1 \cdot 10^{-7}$
T_{pg}	Тип материала затвора: +1 — противоположный подложке; -1 — такой же как подложка; 0 — алюминиевый затвор	—	1
T_{nom}	Температура измерений	°C	27
U_{crit}	Критическая напряженность поля для подвижной деградации (только для уровня 2)	В/см	$1 \cdot 10^4$
U_{exp}	Экспонента критической напряженности поля для подвижной деградации (только для уровня 2)	—	0
U_o	Непостоянство поверхности	см ² /В/с	600
U_{tra}	Коэффициент поперечного поля (только для уровня 2)	—	0
V_{max}	Максимальная скорость дрейфа носителей (только для уровней 2 и 3)	м/с	0
V_{to}	Пороговое напряжение при нулевом смещении подложки ($V_{bs} = 0$)	В	0
W_d	Ширина области боковой диффузии	м	0
X_j	Глубина металлического перехода	м	0
X_{qc}	Доля заряда канала, ассоциированного со стоком	—	0

Дискретные VDMOS-транзисторы хорошо подходят для использования в ключевых источниках питания и имеют поведение, которое качественно отличается от вышеуказанной модели монолитных MOSFET. Во-первых, обратный диод VDMOS иначе подключен к внешним выводам транзистора, т. к. является полноценным диодом, а не паразитным диодом подложки монолитного MOSFET-транзистора. Во-вторых, нелинейная емкость затвор—сток (C_{gd}) этого транзистора не может моделироваться простым конденсатором, как это сделано в модели монолитного MOSFET-транзистора. В транзисторе VDMOS C_{gd} резко изменяется около нулевого значения напряжения затвор—сток (V_{gd}). Когда напряжение V_{gd} отрицательное, C_{gd} физически определяется емкостью запертого участка кристалла между затвором и стоком. Эта емкость, благодаря толщине непроводящего кристалла, имеет очень низкое значение. Но когда напряжение V_{gd} положительное, кристалл находится в проводящем состоянии и C_{gd} физически определяется толщиной оксидной изоляции затвора.

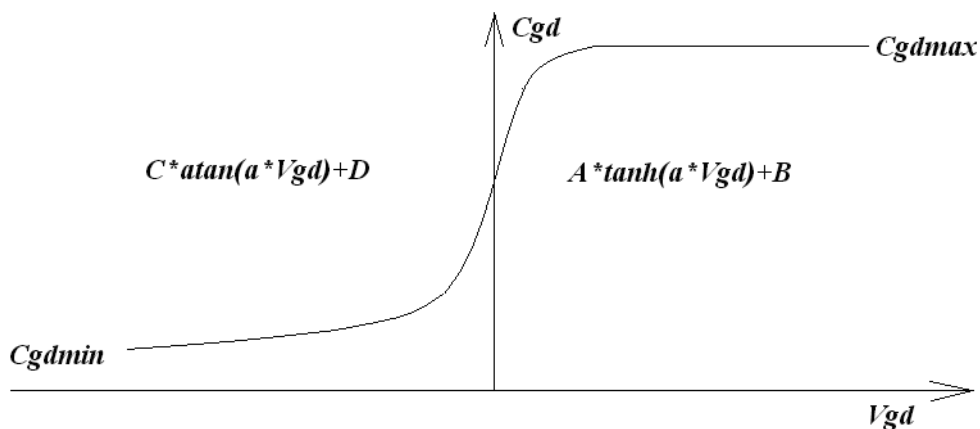


Рис. 3.52. Зависимость емкости затвор—сток C_{gd} от напряжения между затвором и стоком V_{gd}

Чтобы точно воспроизвести поведение мощного VDMOS-транзистора, можно использовать модель в виде подсхемы. Однако для увеличения скорости вычисления, надежности сходимости и упрощения записи моделей для LTspice была разработана встроенная модель. Для DC-моделирования используется модель MOSFET-транзистора первого уровня, за исключением того, что длина и ширина канала, по умолчанию, приравниваются к единице, с тем, чтобы можно было непосредственно, без масштабирования, определять межэлектродную проводимость. Для AC-моделирования ем-

кость затвор—исток принимается как константа. Это является хорошей аппроксимацией для мощного VDMOS-транзистора, если не используется отрицательное управляющее напряжение затвор—исток. Для нахождения емкости затвор—сток используется следующая эмпирически найденная зависимость (рис. 3.52).

Для положительных значений V_{gd} , C_{gd} изменяется как гиперболический тангенс от V_{gd} . Для отрицательных значений V_{gd} , C_{gd} изменяется как арктангенс от V_{gd} . Параметры модели A , $C_{gdm\min}$ и $C_{gdm\max}$ определяют емкость затвор—сток. Емкость сток—исток обеспечивается емкостью обратного диода, подключенного параллельно электродам истока и стока, с внешней стороны сопротивлений истока и стока (рис. 3.53).

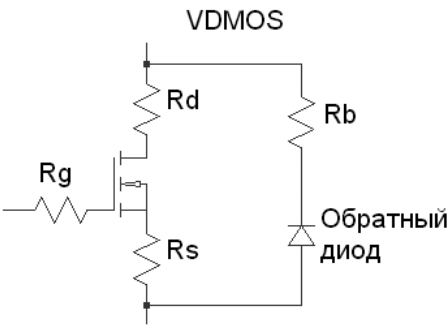


Рис. 3.53. Внутренняя структура VDMOS-транзистора

Параметры модели VDMOS-транзистора перечислены в табл. 3.18.

Таблица 3.18. Параметры модели VDMOS-транзистора

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
A	Параметр нелинейной емкости затвор—сток (C_{gd})	—	1
A_f	Показатель степени фликкер-шума	—	1
$C_{gdm\max}$	Максимум нелинейной емкости затвор—сток (C_{gd})	Ф	0
$C_{gdm\min}$	Минимум нелинейной емкости затвор—сток (C_{gd})	Ф	0

Таблица 3.18 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
C_{gs}	Емкость затвор—исток	Ф	0
C_{jo}	Емкость перехода обратного диода при нулевом смещении	Ф	0
E_g	Ширина запрещенной зоны обратного диода для температурных эффектов I_s	эВ	1.11
F_c	Коэффициент для нахождения емкости прямосмещенного перехода обратного диода	—	0.5
I_s	Ток насыщения обратного диода	А	$1 \cdot 10^{-14}$
K_f	Коэффициент фликкер-шума	—	0
K_p	Параметр межэлектродной проводимости	A/B^2	1
L	Коэффициент длины	—	1
$Lambda$	Параметр модуляции длины канала	$1/B$	0
M	Коэффициент распределения обратного диода	—	0.5
N	Коэффициент инжекции диода подложки	—	1
$Nchan^1$	N-канальный VDMOS	—	Верно
$Pchan^2$	P-канальный VDMOS	—	Неверно
Φ_i	Поверхностный потенциал инверсии	В	0.6
R_b	Объемное сопротивление обратного диода	Ом	0

¹ Имя модели VDMOS используется как для n-канальных, так и для p-канальных транзисторов. N-канальный транзистор определен по умолчанию. Для определения p-канального транзистора используется ключевое слово *pchan*. Например, строка `.model xyz VDMOS (Kp = 3 pchan)` определяет p-канальный транзистор.

Таблица 3.18 (окончание)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
R_d	Объемное сопротивление стока	Ом	0
R_{ds}	Сопротивление утечки сток—исток	Ом	Бесконечное
R_g	Объемное сопротивление затвора	Ом	0
R_s	Объемное сопротивление истока	Ом	0
T_{nom}	Температура измерений	°C	27
T_t	Время переноса заряда обратного диода	с	0
V_j	Потенциал перехода обратного диода	В	1
V_{to}	Пороговое напряжение при нулевом смещении подложки ($V_{bs} = 0$)	В	0
W	Коэффициент ширины	—	1
X_{TI}	Температурный коэффициент тока насыщения обратного диода	—	3

3.14. O — линия передачи с потерями

Имя элемента: LTLIN.

Символ линии передачи с потерями расположен в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice. Его внешний вид изображен на рис. 3.54.

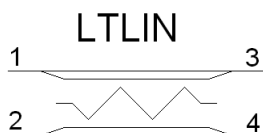



Рис. 3.54. Линия передачи с потерями

Текстовый синтаксисх: Oxxx N1 N2 N3 N4 <имя модели>.

Пример:

```
O1 Nin 0 Nout 0 LossyTline
.model LossyTline LTRA(LEN=1 R=10 L=1u C=10n)
```

Как видно из примера, линия передачи с потерями требует использования директивы `.model` для определения своих характеристик. Для размещения этой директивы в рабочем поле программы LTspice необходимо вызвать окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic** (Редактировать текст на схеме), изображенное на рис. 3.17. Это окно вызывается с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE-директиву), нажатием клавиши <C> или нажатием кнопки  на панели инструментов.

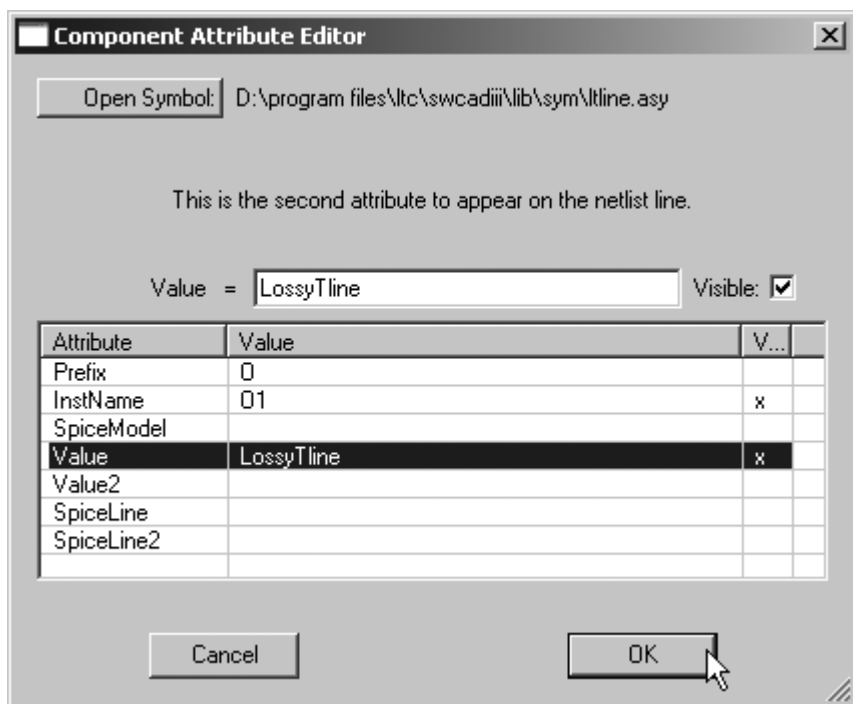


Рис. 3.55. Окно настройки линии передачи с потерями

Для назначения модели линии передачи с потерями в рабочем окне LTspice необходимо вызвать окно настройки **Component Attribute Editor** (Редактор атрибутов компонента), изображенное на рис. 3.55, щелкнув правой кнопкой

мышки по символу элемента. Имя модели линии передачи вносится в поле **Value**.

В табл. 3.19 перечислены параметры линии передачи с потерями.

Таблица 3.19. Параметры модели линии передачи с потерями

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
<i>R</i>	Погонное сопротивление	Ом/м	0
<i>L</i>	Погонная индуктивность	Гн/м	0
<i>G</i>	Погонная проводимость	См/м	0
<i>C</i>	Погонная емкость	Ф/м	0
<i>LEN</i>	Длина линии ¹	м	0
<i>REL</i>	Относительная скорость изменения производной в установленной контрольной точке	флаг	1
<i>ABS</i>	Абсолютная скорость изменения производной в установленной контрольной точке	флаг	1
<i>NOSTEPLIMIT</i>	Флаг, который снимает ограничения на временной шаг, если он меньше задержки в линии	флаг	не установлен
<i>NOCONTROL</i>	Флаг, который позволяет устанавливать временной шаг, основываясь на ошибке свертки	флаг	не установлен
<i>LININTERP</i>	Использовать линейную интерполяцию вместо заданной по умолчанию квадратичной	флаг	не установлен
<i>MIXEDINTERP</i>	Использовать линейную интерполяцию, когда квадратичная терпит неудачу	флаг	не установлен

¹ В принципе, длину линии можно указывать в любых единицах, например в километрах, но тогда нужно соответствующим образом пересчитать значения погонных параметров *R*, *L*, *G* и *C*.

Таблица 3.19 (окончание)


Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
<i>COMPACTREL</i>	Величина, управляющая уплотнением хронологии значений, сохраненных для свертки	—	RELTOL
<i>COMPACTABS</i>	Величина, управляющая уплотнением хронологии значений, сохраненных для свертки	—	ABSTOL
<i>TRUNCNR</i>	Использовать метод Ньютона—Рафсона для управления временным шагом	флаг	не установлен
<i>TRUNCNONTCUT</i>	Не ограничивать временной шаг для сохранения небольшой ошибки импульсной характеристики	флаг	не установлен

Установка флага *NOCONTROL* ускоряет моделирование, но в некоторых случаях может ухудшить точность результатов.

Большие значения параметров *COMPACTABS* и *COMPACTABS* также позволяют увеличить скорость моделирования при некотором ухудшении точности результатов.

3.15. Q — BJT (биполярный транзистор)

Имена элементов: NPN, NPN2, NPN3, NPN4, PNP, PNP2, PNP4.

Биполярные транзисторы (BJT) требуют использования директивы `.model` для определения своих характеристик. Для размещения этой директивы в рабочем поле программы LTspice необходимо вызвать окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic** (Редактировать текст на схеме), изображенное на рис. 3.17. Это окно вызывается с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE-директиву), нажатием клавиши <C> или нажатием кнопки  на панели инструментов.

По типу проводимости биполярные транзисторы (BJT) делятся на транзисторы обратной проводимости (NPN, NPN2, NPN3, NPN4) и транзисторы прямой проводимости (PNP, PNP2, PNP4). Символы этих транзисторов распо-

жены в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice. Их внешний вид изображен на рис. 3.56.

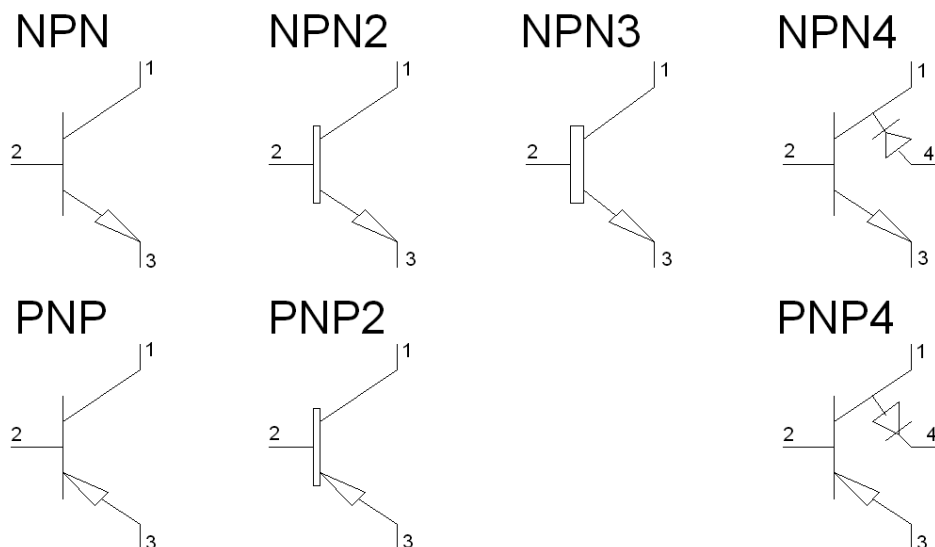


Рис. 3.56. Биполярные транзисторы

LTspice имеет обширную библиотеку BJT транзисторов. Чтобы добраться до этой библиотеки, нужно сначала вызвать диалоговое окно **Bipolar Transistor** (Биполярный транзистор), щелкнув правой кнопкой мышки по символу транзистора, а затем щелкнуть по кнопке **Pick New Transistor** (Поиск нового транзистора). В результате появится окно выбора библиотечного транзистора **Select Bipolar Transistor** (Выбор биполярного транзистора), изображенное на рис. 3.57.

Текстовый синтаксис:

```
Qxxx N1 N2 N3 [N4] <имя модели> [AREA=значение] [OFF]
+ [IC=<Vbe, Vce>] [TEMP=<T>]
```

Биполярные транзисторы подключаются при помощи трех (NPN, PNP, NPN2, PNP2, NPN3) или четырех (NPN4, PNP4) внешних выводов, которые нумеруются от 1 до 4. N1, N2, N3 и N4 соответственно являются коллектором (collector), базой (base), эмиттером (emitter) и подложкой (substrate).

Для определения проводимости биполярного транзистора в строке директивы `.model` используются ключевые слова `NPN`, для транзистора обратной про-

водимости и PNP для транзистора прямой проводимости. Коэффициент площади AREA определяет число аналогичных транзисторов, включенных параллельно.

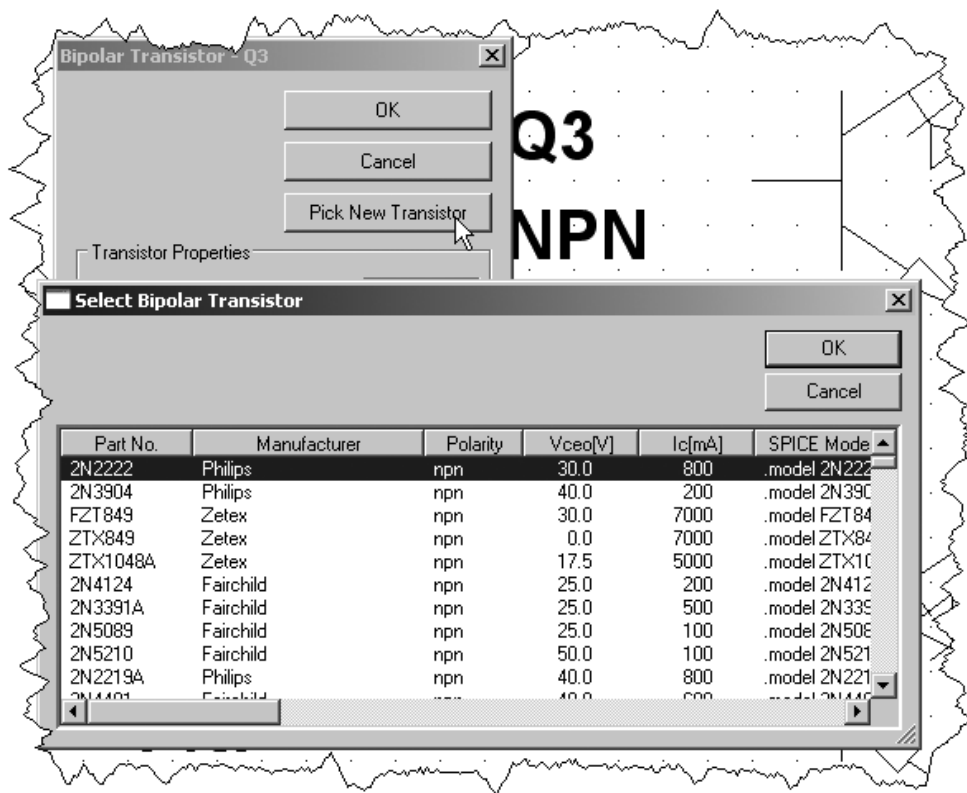


Рис. 3.57. Выбор биполярного транзистора из встроенной библиотеки программы LTspice

Модель биполярного плоскостного транзистора является адаптацией модели Гуммеля—Пуна, которая, в отличие от первоначального варианта, учитывает эффекты, возникающие при больших смещениях на переходах, квазинасыщение и удельную проводимость подложки. Модель автоматически упрощается до модели Эберса—Молла, если не учитывать некоторые параметры. Модель постоянного тока (DC) характеризуется параметрами I_s , B_f , N_f , I_{se} , I_{kf} и N_e , определяющими характеристики усиления прямого тока, параметрами I_s , B_r , N_r , I_{sc} , I_{kr} и N_c , определяющими характеристики усиления

обратного тока, и параметрами V_{af} и Var , определяющими выходную проводимость для прямого и обратного регионов. Есть три объемных сопротивления R_b , R_c и R_e , где R_b может иметь высокую токовую зависимость. Хранение заряда базы моделируется временами прямого T_f и обратного T_r переноса заряда. Если необходимо, можно обеспечить зависимость времени прямого переноса заряда T_f от смещения и нелинейной емкости запирающего слоя, которая определяется параметрами C_{je} , V_{je} и M_{je} , для перехода база—эмиттер, параметрами C_{jc} , V_{jc} и M_{jc} для перехода база—коллектор и параметрами C_{js} , V_{js} и M_{js} для перехода коллектор—подложка. Температурная зависимость тока насыщения I_s определена энергией запрещенной зоны E_g и температурным коэффициентом XTI . Температурная зависимость тока базы моделируется температурным коэффициентом XTB .

Предполагается, что все значения были измерены при температуре T_{nom} , которую для всей моделируемой схемы можно определить в строке директивы `.OPTIONS` или для модели конкретного элемента в строке директивы `.model`.

Параметры биполярного транзистора, использованные в модифицированной модели Гуммеля—Пуна, перечислены в табл. 3.20.

Таблица 3.20. Параметры модифицированной модели Гуммеля—Пуна для биполярного транзистора

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
A_f	Показатель степени фликкер-шума	—	1
B_f	Максимальный коэффициент передачи тока для схемы с ОЭ (общий эмиттер)	—	100
Br	Максимальный коэффициент передачи обратного тока для схемы с ОЭ (общий эмиттер)	—	1
C_{jc}	Емкость перехода база—коллектор при нулевом смещении	Ф	0
C_{je}	Емкость перехода база—эмиттер при нулевом смещении	Ф	0

Таблица 3.20 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
C_{js}	Емкость перехода коллектор—подложка при нулевом смещении	Ф	0
C_n	Температурный коэффициент квази-насыщения для подвижности дырок	—	2.42 для npn 2.2 для pnp
D	Температурный коэффициент квази-насыщения для подвижности разрозненных дырок	—	0.87 для npn 0.52 для pnp
E_g	Ширина запрещенной зоны	эВ	1.11
F_c	Коэффициент нелинейности барьерной емкости прямо смещенного перехода	—	0.5
Γ	Коэффициент легирования эпитаксиальной области	—	$1 \cdot 10^{-11}$
I_{kf}	Максимальный ток, при котором начинается снижение коэффициента прямой передачи тока B_f	А	Бесконечный
I_{kr}	Максимальный ток, при котором начинается снижение коэффициента обратной передачи тока B_r	—	Бесконечный
I_{rb}	Ток базы, где ее сопротивление уменьшается на 50% между R_b и R_{bm}	А	Бесконечный
I_s	Ток насыщения	А	$1 \cdot 10^{-16}$
I_{sc}	Ток насыщения утечки перехода база—коллектор	А	0
I_{se}	Ток насыщения утечки перехода база—эмиттер	А	0
I_{ss}	Ток насыщения перехода подложки	А	0

Таблица 3.20 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
I_{tf}	Ток, характеризующий зависимость T_f от тока коллектора при больших токах	А	0
K_f	Коэффициент фликкер-шума	—	0
M_{jc}	Экспоненциальный показатель перехода база—коллектор	—	0.33
M_{je}	Экспоненциальный показатель перехода база—эмиттер	—	0.33
M_{js}	Экспоненциальный показатель перехода коллектор—подложка	—	0
N_c	Коэффициент эмиссии утечки перехода база—коллектор	—	2
N_e	Коэффициент эмиссии утечки перехода база—эмиттер	—	1.5
N_f	Коэффициент эмиссии прямого тока	—	1
N_r	Коэффициент эмиссии обратного тока	—	1
N_s	Коэффициент эмиссии перехода подложки	—	1
P_{tf}	Дополнительный фазовый сдвиг на граничной частоте транзистора $f_{ep} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot T_f}$	град.	0
Q_{co}	Множитель заряда эпитаксиальной области	Кл	0
$QUASIMOD$	Флаг квазинасыщения для температурной зависимости	—	Не установлен
R_b	Сопротивление базы при нулевом смещении	Ом	0

Таблица 3.20 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
R_{bm}	Минимальное сопротивление базы при большом токе	Ом	R_b
R_c	Объемное сопротивление коллектора	Ом	0
R_{co}	Сопротивление эпитаксиальной области	Ом	0
R_e	Объемное сопротивление эмиттера	Ом	0
T_f	Идеальное время прямого переноса заряда	с	0
T_r	Идеальное время обратного переноса заряда	с	0
$Trb1$	Линейный температурный коэффициент R_b	$1/^\circ\text{C}$	0
$Trb2$	Квадратичный температурный коэффициент R_b	$1/^\circ\text{C}^2$	0
$Trc1$	Линейный температурный коэффициент R_c	$1/^\circ\text{C}$	0
$Trc2$	Квадратичный температурный коэффициент R_c	$1/^\circ\text{C}^2$	0
$Tre1$	Линейный температурный коэффициент R_e	$1/^\circ\text{C}$	0
$Tre2$	Квадратичный температурный коэффициент R_e	$1/^\circ\text{C}^2$	0
$Trm1$	Линейный температурный коэффициент R_{bm}	$1/^\circ\text{C}$	0
$Trm2$	Квадратичный температурный коэффициент R_{bm}	$1/^\circ\text{C}^2$	0
T_{nom}	Температура измерений	$^\circ\text{C}$	27

Таблица 3.20 (окончание)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
V_{af}	Прямое начальное напряжение (напряжение Эрли)	В	Бесконечное
V_{ar}	Обратное начальное напряжение (напряжение Эрли)	—	Бесконечное
V_g	Экстраполяция напряжения квазинасыщения при 0 °K	В	1.206
V_{jc}	Контактная разность потенциалов перехода база—коллектор	В	0.75
V_{je}	Контактная разность потенциалов перехода база—эмиттер	В	0.75
V_{js}	Контактная разность потенциалов перехода коллектор—подложка	В	0.75
V_o	Напряжение перегиба зависимости тока эпитаксиальной области	В	10
V_{tf}	Напряжение, описывающее зависимость T_f от смещения база—коллектор	В	Бесконечное
X_{cjc}	Доля барьерной емкости перехода база—коллектор, подключенная к внешнему узлу базы	—	1
X_{TB}	Температурный коэффициент B_f и B_r	—	0
X_{TF}	Коэффициент, определяющий зависимость T_f от смещения база—коллектор	—	0
X_{TI}	Температурный коэффициент IS	—	3

Параметр модели *level* может быть использован для определения другого типа модели биполярного транзистора. Благодаря большому вкладу доктора Дитмара Варнинга LTspice включает версию модели BJT — VBIC. Этот тип

модели биполярного транзистора может быть выбран установкой $level = 9$ или $level = 4$, которые являются синонимами.

Модель VBIC (Vertical Bipolar Inter Company) — межфирменная вертикальная биполярная модель.

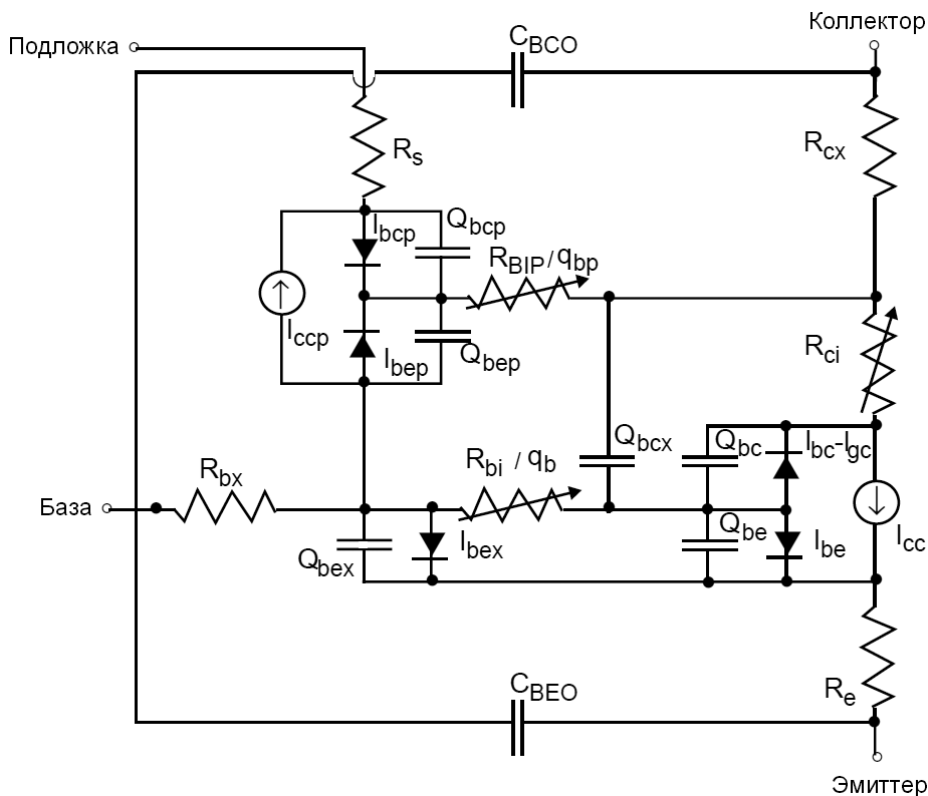


Рис. 3.58. Структура VBIC модели биполярного транзистора

Для удовлетворения нужд промышленности в точном моделировании современных транзисторов, как индустриальный стандарт, была разработана модель VBIC — вертикальная биполярная межфирменная модель — кремниевых биполярных транзисторов (Si BJT) для замены устаревшей SPICE-модели Гуммеля—Пуна. VBIC-модель является расширенной версией стандартной модели Гуммеля—Пуна (SGP), но преодолевает его основные ограничения. В настоящее время эта модель является широко используемой альтернативой стандартной модели SGP для Si, SiGe и III—V HBT устройств.

VBIC-модель имеет явные преимущества перед SGP-моделью в следующих пунктах.

1. В модель интегрирован транзистор подложки.
2. Моделируются процессы лавинного пробоя и пробоя перехода база—эмиттер.
3. Улучшена эффективность моделирования.
4. Ток базы отделен от тока коллектора.
5. Улучшено моделирование барьерной емкости.
6. Улучшено температурное моделирование.
7. Моделирование саморазогрева (пока не реализовано в LTspice).

Структура модели VBIC-биполярного транзистора изображена на рис. 5.58.

Параметры VBIC-модели четырехвыводного биполярного транзистора версии 1.2, реализованной в LTspice, перечислены в табл. 3.21. Для перехода от SGP к VBIC-модели необходимо установить дополнительный параметр *level* = 9.

Таблица 3.21. Параметры VBIC-модели биполярного транзистора

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
<i>Afn</i>	Экспонента зависимости фликкер-шума перехода база—эмиттер	—	1
<i>Ajc</i>	Показатель сглаживания емкости база—коллектор	—	−0.5
<i>Aje</i>	Показатель сглаживания емкости база—эмиттер	—	−0.5
<i>Ajs</i>	Показатель сглаживания емкости подложка—коллектор	—	−0.5
<i>Avcl</i>	Параметр 1 лавинного пробоя перехода база—коллектор	1/V	0
<i>Avc2</i>	Параметр 2 лавинного пробоя перехода база—коллектор	1/V	0
<i>Bfn</i>	Обратная частотная зависимость фликкер-шума перехода база—эмиттер	—	1

Таблица 3.21 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
C_{bco}	Емкость внешнего перекрытия перехода база—коллектор	Ф	0
C_{beo}	Емкость внешнего перекрытия перехода база—эмиттер	Ф	0
C_{cso}	Фиксированная емкость коллектор—подложка	Ф	0
C_{jc}	Барьерная емкость перехода база—коллектор при нулевом смещении	Ф	0
C_{jcp}	Емкость перехода подложка—коллектор при нулевом смещении	Ф	0
C_{je}	Барьерная емкость перехода база—эмиттер при нулевом смещении	Ф	0
C_{jep}	Внешняя емкость перехода база—коллектор при нулевом смещении	Ф	0
CTH	Тепловая емкость	Дж/К	0
$Dear$	Разница энергии активации для I_{srr}	—	0
$Dtemp$	Локальный перепад температур	К	0
$Ebbe$	$\exp\left(-\frac{V_{bbe}}{N_{bbe} \cdot V_{tv}}\right)$	—	0
Ea	Энергия активации для I_s	В	1.12
Ea_{ic}	Энергия активации для I_{bci} / I_{beip}	В	1.12
Ea_{ie}	Энергия активации для I_{bei}	В	1.12
Ea_{is}	Энергия активации для I_{bcip}	В	1.12
Ea_{nc}	Энергия активации для I_{bcn} / I_{benp}	В	1.12
Ea_{ne}	Энергия активации для I_{ben}	В	1.12

Таблица 3.21 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
<i>Eans</i>	Энергия активации для <i>Ibcnp</i>	B	1.12
<i>Eap</i>	Энергия возбуждения для <i>Isp</i>	B	1.12
<i>Fc</i>	Коэффициент нелинейности барьерной емкости прямо смещенного перехода	—	0.9
<i>Gamm</i>	Параметр легирования эпитаксиальной области	—	0
<i>Hrcf</i>	RC фактор уровня тока	—	Бесконечный
<i>Ibbe</i>	Ток пробоя перехода база—эмиттер	—	$1 \cdot 10^{-6}$
<i>Ibci</i>	Идеальный ток насыщения перехода база—коллектор	A	$1 \cdot 10^{-16}$
<i>Ibcip</i>	Идеальный паразитный ток насыщения перехода база—коллектор	A	0
<i>Ibcn</i>	Неидеальный ток насыщения перехода база—коллектор	A	0
<i>Ibcnp</i>	Неидеальный паразитный ток насыщения перехода база—коллектор	A	0
<i>Ibei</i>	Идеальный ток насыщения перехода база—эмиттер	A	$1 \cdot 10^{-18}$
<i>Ibeip</i>	Идеальный паразитный ток насыщения перехода база—эмиттер	A	0
<i>Iben</i>	Неидеальный ток насыщения перехода база—эмиттер	A	0
<i>Ibenp</i>	Неидеальный паразитный ток насыщения перехода база—эмиттер	A	0
<i>Ikf</i>	Ток, при котором начинается снижение коэффициента прямой передачи	A	Бесконечный
<i>Ikp</i>	Ток, при котором начинается снижение паразитного коэффициента передачи	A	Бесконечный

Таблица 3.21 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
I_{kr}	Ток, при котором начинается снижение коэффициента обратной передачи	A	Бесконечный
I_s	Ток насыщения	A	$1 \cdot 10^{-16}$
I_{sp}	Ток насыщения паразитного переноса	A	0
I_{spr}	Разделяет I_s на прямой и обратный	—	1
I_{tf}	Зависимость Tf от уровня тока	A	Бесконечная
K_{fn}	Коэффициент фликкер-шума перехода база—эмиттер	—	0
Mc	Коэффициент распределения перехода база—коллектор	—	0.33
Me	Коэффициент распределения перехода база—эмиттер	—	0.33
Ms	Коэффициент распределения перехода подложка—коллектор	—	0.33
N_{bbe}	Коэффициент эмиссии пробоя для перехода база—эмиттер	—	1
N_{ci}	Идеальный коэффициент эмиссии перехода база—коллектор	—	1
N_{cip}	Коэффициент идеальной паразитной эмиссии перехода база—коллектор	—	1
N_{cn}	Неидеальный коэффициент эмиссии перехода база—коллектор	—	1
N_{cnp}	Неидеальный коэффициент паразитной эмиссии перехода база—коллектор	—	2
N_{ei}	Идеальный коэффициент эмиссии перехода база—эмиттер	—	1

Таблица 3.21 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
Nen	Неидеальный коэффициент эмиссии перехода база—эмиттер	—	2
Nf	Коэффициент эмиссии прямого тока	—	1
Nfp	Коэффициент паразитной прямой эмиссии	—	1
Nkf	Уровень тока снижения коэффициента передачи тока для схемы с ОЭ	A	0.5
Nr	Коэффициент эмиссии обратного тока	—	1
Pc	Контактная разность потенциалов перехода база—коллектор	B	0.75
Pe	Контактная разность потенциалов перехода база—эмиттер	B	0.75
Ps	Контактная разность потенциалов перехода подложка—коллектор	B	0.75
Qco	Множитель заряда эпитаксиальной области	Кл	0
Qtf	Изменение Tf при модуляции ширины базы	—	0
Rbi	Внутреннее сопротивление базы	Ом	0.1
Rbp	Паразитное сопротивление базы	Ом	0.1
Rbx	Внешнее сопротивление базы	Ом	0.1
Rci	Внутреннее сопротивление коллектора	Ом	0.1
Rcx	Внешнее сопротивление коллектора	Ом	0.1
Re	Внутреннее сопротивление эмиттера	Ом	0.1
Rs	Внутреннее сопротивление подложки	Ом	0.1

Таблица 3.21 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
<i>RTH</i>	Тепловое сопротивление	К/Вт	0
<i>TAVC</i>	Экспонента зависимости A_{vc2} от температуры	—	0
<i>Td</i>	Задержка времени дополнительного фазового сдвига для прямого тока	с	0
<i>Tf</i>	Идеальное время прямого переноса заряда	с	0
<i>Tnbbe</i>	Температурный коэффициент $Nbbe$	—	0
<i>Tnf</i>	Экспонента зависимости Nf от температуры	—	0
<i>Tnom</i>	Температура измерений	°C	27
<i>Tr</i>	Идеальное время обратного переноса заряда	с	0
<i>Tvbbe1</i>	Линейный температурный коэффициент $Vbbe$	—	0
<i>Tvbbe2</i>	Квадратичный температурный коэффициент $Vbbe$	—	0
<i>Vbbe</i>	Напряжение пробоя перехода база—эмиттер	В	0
<i>Vef</i>	Прямое начальное напряжение	В	Бесконечное
<i>Ver</i>	Обратное начальное напряжение	В	Бесконечное
<i>vers</i>	Версия	—	1.2
<i>Vo</i>	Напряжение постепенного насыщения эпитаксиальной области	В	Бесконечное
<i>vref</i>	Связанная версия	—	0
<i>Vrt</i>	Напряжение пробоя внутреннего перехода база—коллектор	В	0

Таблица 3.21 (продолжение)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
V_{tf}	Напряжение, дающее зависимость T_f от смещения база—коллектор	В	Бесконечное
W_{be}	Распределение I_{bei}	—	1
W_{sp}	Распределение I_{scp}	—	1
X_{ii}	Экспонента зависимости I_{bei} , I_{bci} , I_{beip} , I_{bcip} от температуры	—	3
X_{ikf}	Экспонента зависимости I_{kf} от температуры	—	0
X_{in}	Экспонента зависимости I_{ben} , I_{bcn} , I_{benp} , I_{bcnp} от температуры	—	3
X_{is}	Экспонента зависимости I_s от температуры	—	3
X_{isr}	Экспонента зависимости I_{sr} от температуры	—	0
X_{rbi}	Экспонента зависимости R_{bi} от температуры	—	0
X_{rbp}	Экспонента зависимости R_{bp} от температуры	—	0
X_{rbx}	Экспонента зависимости R_{bx} от температуры	—	0
X_{rcf}	Экспонента зависимости R_{cx} от температуры	—	0
X_{rci}	Экспонента зависимости R_{ci} от температуры	—	0
X_{re}	Экспонента зависимости R_e от температуры	—	0
X_{rs}	Экспонента зависимости R_s от температуры	—	0

Таблица 3.21 (окончание)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
X_{tf}	Коэффициент, определяющий зависимость Tf от смещения	—	0
X_{vo}	Экспонента зависимости V_o от температуры	—	0

3.16. R — резистор

Имена элементов: RES, RES2 и EUROPEANRESISTOR.

Элементы имеют одну и ту же встроенную модель и отличаются лишь внешним видом символов. Символы RES и RES2 соответствуют американскому стандарту обозначений, а символ EUROPEANRESISTOR — европейскому. Первые два символа расположены в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice, а EUROPEANRESISTOR находится в подразделе **Misc**. Их внешний вид изображен на рис. 3.59.



Рис. 3.59. Символы резистора

Текстовый синтаксис: Rxxx N1 N2 <значение> [TC=TC1, TC2, ...] [TEMP=<значение>].

С помощью резистора можно получить простое линейное сопротивление между узлами. Параметр TC позволяет определить температурную зависимость сопротивления. Если параметр определен, то текущее сопротивление резистора определяется по формуле:

$$R = R_0 \cdot (1 + dt \cdot TC1 + dt^2 \cdot TC2 + dt^3 \cdot TC3 + \dots),$$

где R_0 является сопротивлением при номинальной температуре (которая указывается при помощи директивы `.OPTIONS`), а dt есть разница между температурой резистора, указанной с помощью параметра `TEMP`, и номинальной температурой.

Для определения параметров резистора в рабочем окне LTspice необходимо вызвать окно настройки **Resistor** (Резистор), которое изображено на рис. 3.60, щелкнув правой кнопкой мышки по символу элемента. Значение сопротивления вносится в поле **Resistance** (Сопротивление). В это же поле, при необходимости, вносятся температурные коэффициенты и текущая температура резистора. Щелкнув по кнопке **Select Resistor** (Выбрать резистор), можно получить доступ к встроенной библиотеке резисторов программы LTspice.

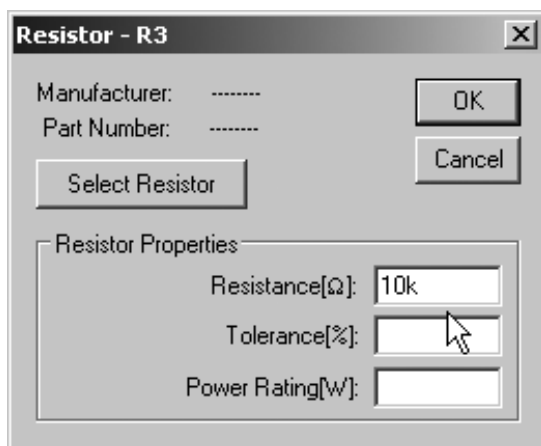


Рис. 3.60. Окно настройки резистора

3.17. S — ключ, управляемый напряжением

Имя элемента: SW.

Символ ключа, управляемого напряжением, расположен в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice. Его внешний вид изображен на рис. 3.61.

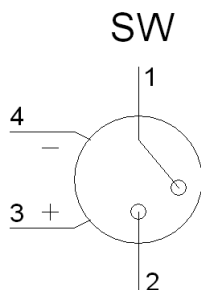


Рис. 3.61. Ключ, управляемый напряжением

Текстовый синтаксис: Sxxx N1 N2 N3 N4 <имя модели> [on,off].

Пример:

S4 PGND OUTA N006 0 LOUT

.model LOUT SW(Ron=2 Roff=250k Vt=3.25 Vh=-0.7 Vser=0.2 Ilimit=2)

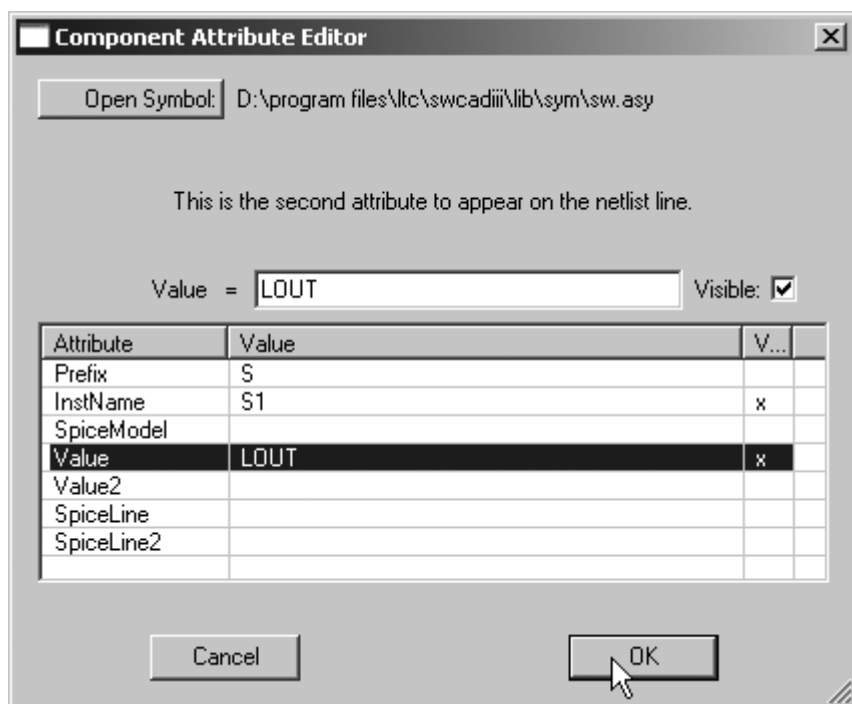



Рис. 3.62. Окно настройки ключа, управляемого напряжением

Как видно из примера, ключ, управляемый напряжением, требует использования директивы `.model` для определения своих характеристик. Для размещения этой директивы в рабочем поле программы LTspice необходимо вызывать окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic** (Редактировать текст на схеме), изображенное на рис. 3.17. Это окно вызывается с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE-директиву), нажатием клавиши <C> или нажатием кнопки  на панели инструментов.

Для назначения модели ключа, управляемого напряжением, в рабочем окне LTspice необходимо вызвать окно настройки **Component Attribute Editor** (Редактор атрибутов компонента), изображенное на рис. 3.62, щелкнув правой кнопкой мышки по символу элемента. Имя модели ключа вносится в поле **Value**.

Напряжение между узлами N3 и N4 управляет сопротивлением ключа между узлами N1 и N2.

В табл. 3.22 перечислены параметры ключа, управляемого напряжением.

Таблица 3.22. Параметры модели ключа, управляемого напряжением

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
<i>V_t</i>	Пороговое напряжение	В	0
<i>V_h</i>	Напряжение гистерезиса	В	0
<i>R_{on}</i>	Сопротивление ключа в замкнутом состоянии	Ом	1
<i>R_{off}</i>	Сопротивление ключа в разомкнутом состоянии	Ом	$1/G_{min}$
<i>L_{ser}</i>	Последовательная индуктивность	Гн	0
<i>V_{ser}</i>	Последовательное напряжение	В	0
<i>I_{limit}</i>	Предельный ток ключа	А	Бесконечный

Ключ имеет три режима управления напряжением, зависящих от значения и полярности напряжения гистерезиса *V_h*. Если напряжение *V_h* равно нулю,

то ключ всегда полностью закрыт или открыт, в зависимости от того, ниже или выше порогового управляющее напряжение. Если напряжение V_h больше нуля, то ключ управляется с гистерезисом, т. к. если бы он управлялся от триггера Шмитта с порогами переключения $V_t - V_h$ и $V_t + V_h$.

ПРИМЕЧАНИЕ

Имейте в виду, что напряжение V_h составляет половину разницы напряжения между порогами переключения.

Если V_h меньше нуля, то ключ будет плавно изменять свое сопротивление между сопротивлениями открытого и закрытого состояний. Переход будет происходить между напряжениями управления $V_t - V_h$ и $V_t + V_h$.

3.18. T — линия передачи без потерь

Имя элемента: TLINE.

Символ линии передачи без потерь расположен в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice. Его внешний вид изображен на рис. 3.63.

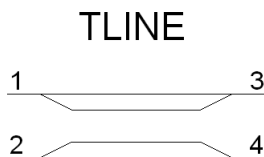


Рис. 3.63. Линия передачи без потерь

Текстовый синтаксис: Txxx N1 N2 N3 N4 ZO=<значение> Td=<значение>.

N1 и N2 есть узлы одного порта, а N3 и N4 — узлы другого порта. ZO есть волновое сопротивление линии. Длина линии выражена напрямую через задержку распространения Td .

Для определения параметров линии передачи без потерь в рабочем окне LTspice необходимо вызвать окно настройки **Component Attribute Editor** (Редактор атрибутов компонента), изображенное на рис. 3.64, щелкнув пра-

вой кнопкой мышки по символу элемента. Обновленные значения параметров вносятся в поле **Value**.

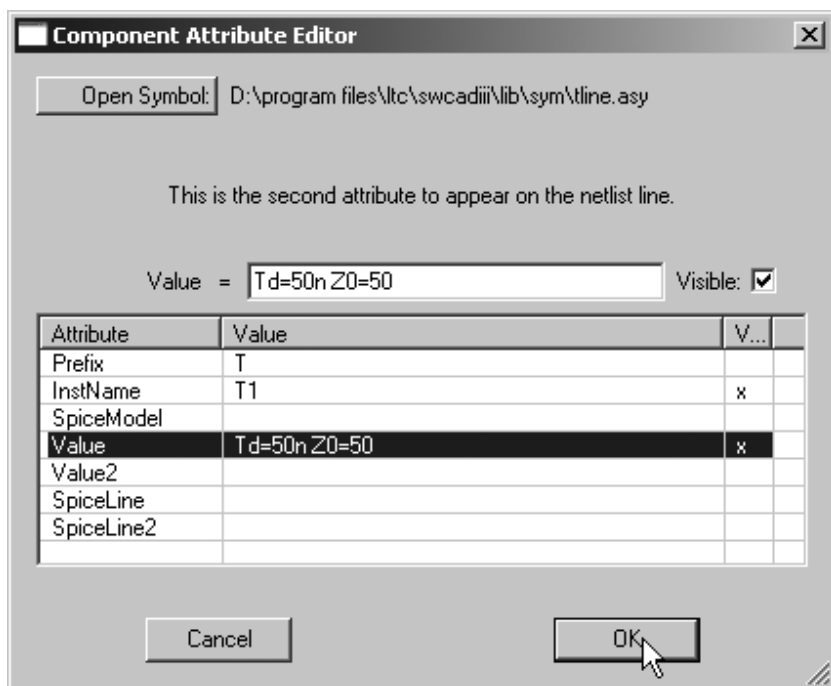


Рис. 3.64. Окно настройки линии передачи без потерь

Следует иметь в виду, что этот элемент моделирует только один режим распространения. Если в физической схеме все четыре узла различные, то тогда могут быть возбуждены два режима распространения. Чтобы имитировать такую ситуацию, потребуется две линии передачи. Например, на рис. 3.65 моделируется инвертор сигнала на основе линии передачи без потерь. В случае коаксиальной линии первая линия (T1) моделирует внутренний проводник, помещенный в экран, а вторая линия (T2) моделирует экран в окружающем пространстве.

ПРИМЕЧАНИЕ

Благодаря более детальной реализации линия передачи с потерями (смотреть выше), для которой установлены нулевые потери, обеспечит большую точность моделирования по сравнению с линией передачи без потерь.

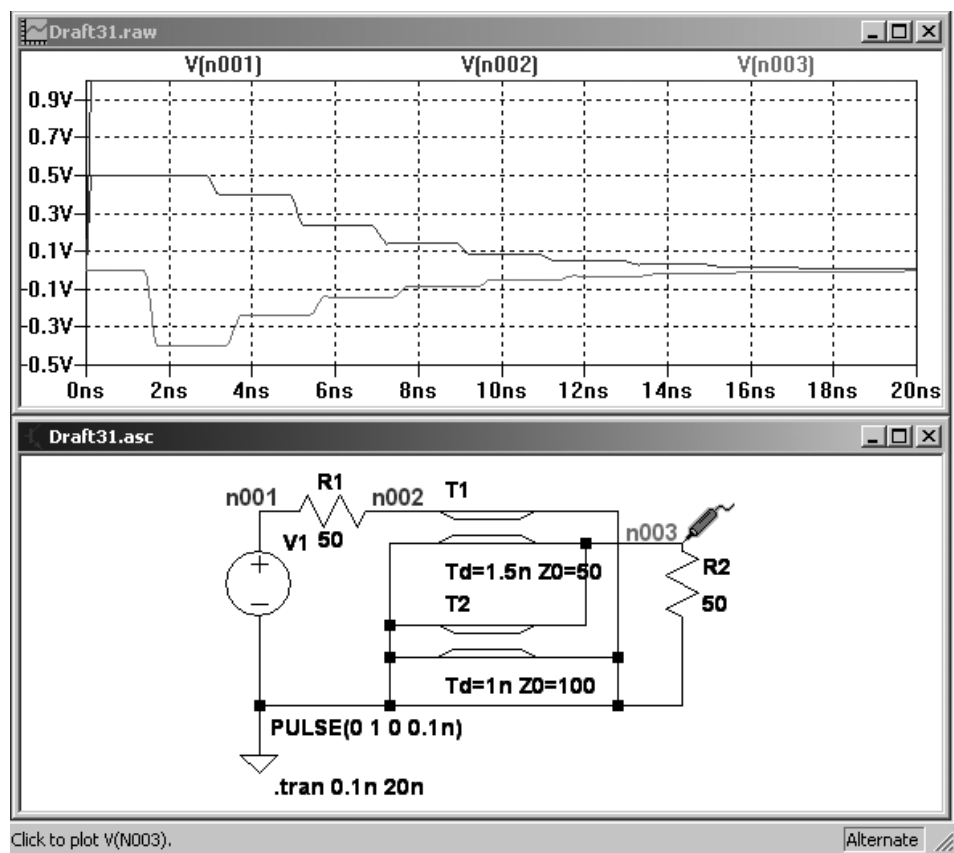


Рис. 3.65. Инвертор сигнала на основе линии передачи без потерь

3.19. U — однородная RC-линия

Имена элементов: URC, URC2.

Символы однородной RC-линии расположены в подкаталоге **Misc** встроенной библиотеки программы LTspice. Их внешний вид изображен на рис. 3.66.

Текстовый синтаксис: Uxxx N1 N2 N3 <имя модели> L=<длина> [N=<сегментов>].

Пример:

```
U1 1 2 0 URCMOD L=50U
```

```
.model URCMOD URC(K=1.2 FMAX=6.5meg RPERL=10 CPERL=1p)
```

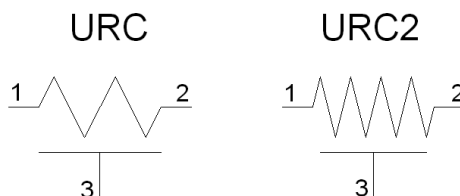



Рис. 3.66. Однородная RC-линия

Как видно из примера, однородная RC-линия требует использования директивы `.model` для определения своих характеристик. Для размещения этой директивы в рабочем поле программы LTspice необходимо вызвать окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic** (Редактировать текст на схеме), изображенное на рис. 3.17. Это окно вызывается с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE-директиву), нажатием клавиши <C> или нажатием кнопки  на панели инструментов.

Для назначения модели линии передачи с потерями в рабочем окне LTspice необходимо вызвать окно настройки **Component Attribute Editor** (Редактор атрибутов компонента), изображенное на рис. 3.67, щелкнув правой кнопкой мышки по символу элемента. Имя модели RC-линии вносится в поле **Value**.

Посредством узлов N1 и N2 производится подключение RC-линии. К узлу N3 подключены все внутренние конденсаторы RC-линии. Длина линии, в метрах, определяется при помощи параметра L . Число сосредоточенных сегментов определяется при помощи параметра N . Если число сегментов не указано в явном виде, то определяется по формуле:

$$N = \frac{\log \left(F_{\max} \cdot \frac{R}{L} \cdot \frac{C}{L} \cdot 2 \cdot J \cdot L^2 \cdot \left(\frac{K-1}{K} \right)^2 \right)}{\log K}.$$

URC-модель основана на модели Гертсберга. Модель выполнена в виде под-схемы расширения URC-линии в сеть сосредоточенных RC-сегментов с внутренним порождением узлов. Количество RC-сегментов возрастает в геометрической прогрессии к середине URC-линии в соответствии с коэффициентом пропорциональности K .

Если дано ненулевое значение параметра $Isperl$, URC-линия составляется из резисторов и конденсаторов, иначе конденсаторы заменяются обратно смещенными диодами, имеющими соответствующую емкость перехода при ну-

левом смещении, ток насыщения I_{sperl} и дополнительное последовательное сопротивление, равное R_{sperl} .

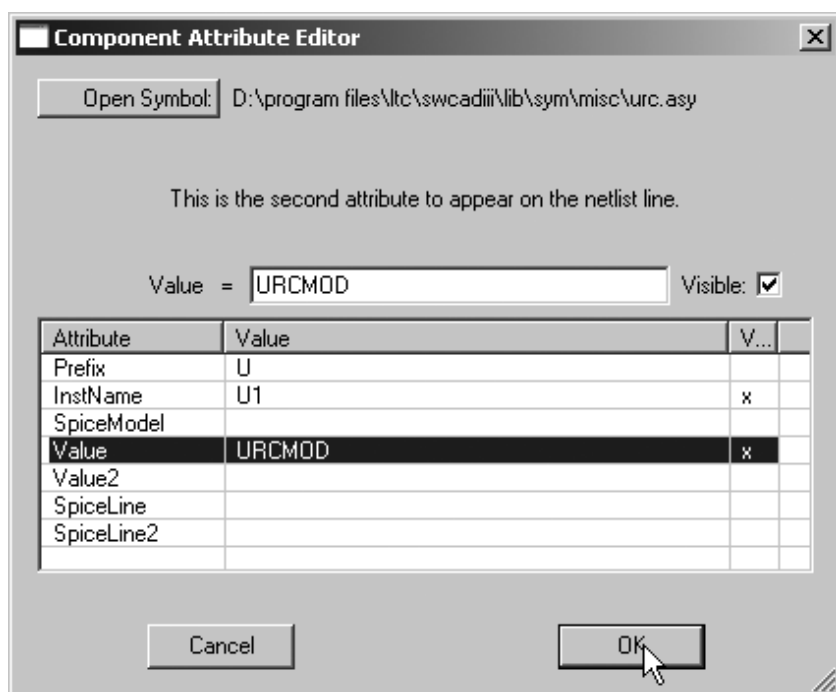


Рис. 3.67. Окно настройки RC-линии

Таблица 3.23. Параметры модели однородной RC-линии

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
K	Коэффициент пропорциональности	—	2
f_{max}	Максимальная частота	Гц	$1 \cdot 10^9$
R_{perl}	Погонное сопротивление	Ом/м	1000
C_{perl}	Погонная емкость	Ф/м	$1 \cdot 10^{-15}$
I_{sperl}	Погонный ток насыщения	А/м	0
R_{sperl}	Погонное сопротивление диода	Ом/м	0

3.20. V — источник напряжения

Имена элементов: VOLTAGE, BATTERY.

Символ **VOLTAGE** источника напряжения расположен в корневом разделе, а символ **BATTERY** расположен в поддиректории **Misc** встроенной библиотеки программы LTspice. Внешний вид символов изображен на рис. 3.68.

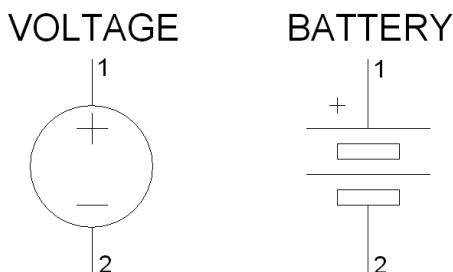


Рис. 3.68. Источник напряжения

Текстовый синтаксис:

```
Vxxx N1 N2 <напряжение> [AC=<амплитуда>] [RSER=<значение>]
+ [CPAR=<значение>]
```

Этот элемент создает постоянное напряжение между узлами N1 и N2. При АС-анализе источник напряжения может использоваться для формирования анализируемой частоты, а параметр *Ac* позволяет установить амплитуду напряжения частотного сигнала. Параметры *Rser* и *Cpar* позволяют определить внутреннее (последовательное) сопротивление и параллельную емкость эквивалентной схемы источника напряжения (рис. 3.69).

Исторически сложилось так, что, кроме основной функции, источники напряжения используются в SPICE как измерители или датчики в источниках, управляемых током. Данная функция аннулируется, если для источника напряжения указывается значение *Rser*. В этом случае источник напряжения не может быть использован как датчик тока для элементов F, H и W.

Достаточно щелкнуть правой кнопкой мышки по элементу, чтобы вызвать его окно настройки **Voltege Source** (Источник напряжения), изображенное на рис. 3.70.

В строке **DC value(V)** можно ввести величину постоянного напряжения, генерируемого источником, а в строке **Series Resistance[Ω]** (Последовательное

сопротивление) — внутреннее сопротивление источника. Щелкнув по кнопке **Advanced** (расширенные настройки) мы попадаем в окно **Independent Voltage Source** (Независимый источник напряжения), изображенное на рис. 3.71, в котором возможны расширенные настройки источника напряжения.

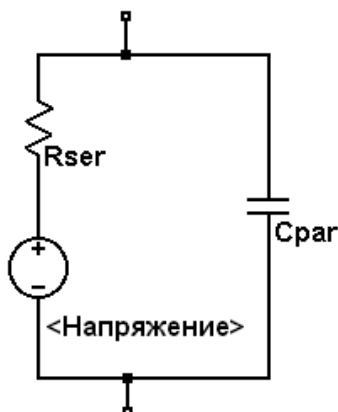


Рис. 3.69. Эквивалентная схема источника напряжения

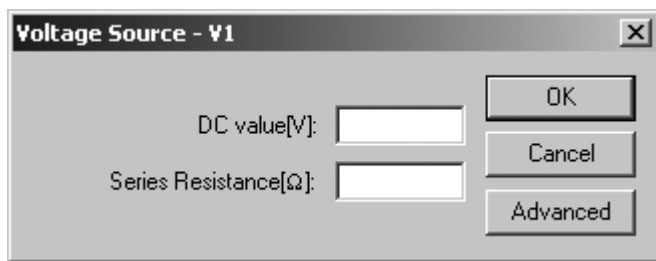


Рис. 3.70. Окно настройки источника напряжения

Окно расширенной настройки имеет области **Functions** (Функции), **DC value** (Значение постоянного напряжения), **Small signal AC analysis(.AC)** (Малосигнальный анализ на переменном токе) и **Parasitic Properties** (Паразитные свойства), каждая из которых имеет опцию **Make this information visible on schematic** (Сделать эту информацию видимой на схеме), которая может делать видимой на схеме или скрывать соответствующую информацию.

На рис. 3.71 показан вид окна расширенной настройки для случая независимого источника постоянного напряжения (опция **none** (никакой) в области

Functions). Здесь, как и в предыдущем окне, в строке **DC value** вписывается значение, определяющее постоянное напряжение, генерируемое источником напряжения.

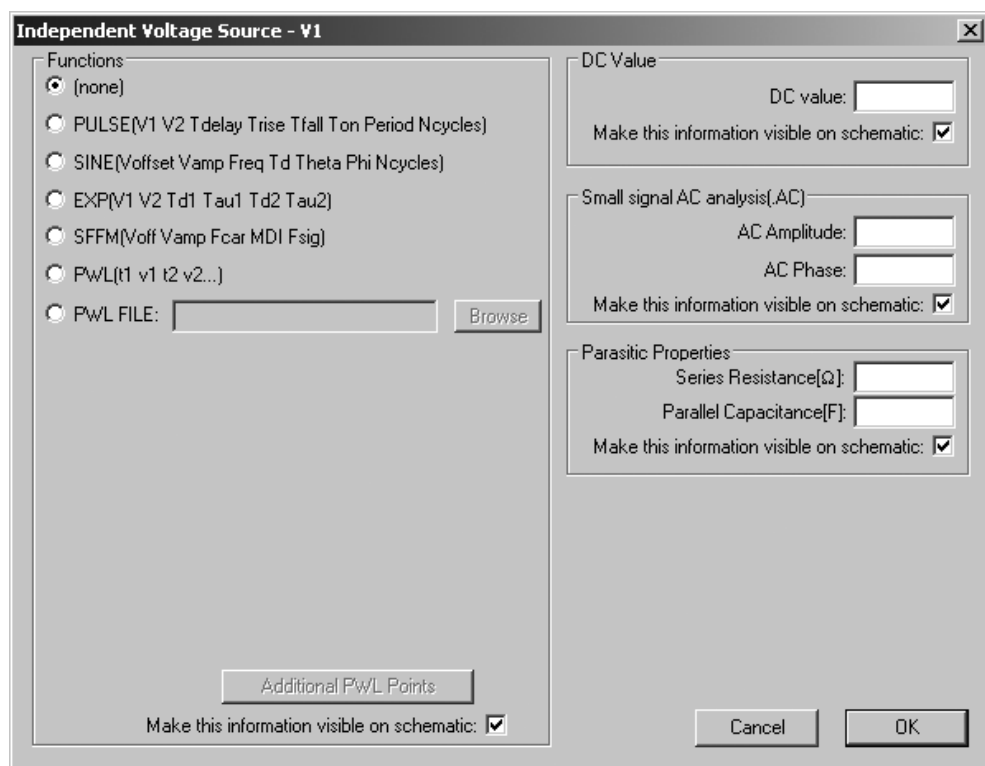


Рис. 3.71. Окно расширенной настройки источника напряжения

Если источник тока используется для малосигнального анализа на переменном токе (**.AC**), то в строке **AC Amplitude** (Амплитуда переменного напряжения) следует ввести амплитуду переменного напряжения, а в строке **AC Phase** (Фаза переменного напряжения) фазовый сдвиг. В текстовой версии описания источника тока амплитуда и фазовый сдвиг вводятся через пробел после параметра **AC**.

В области **Parasitic Properties** можно определить внутреннее сопротивление **Series Resistance[Ω]** и параллельную емкость **Parallel Capacitance[F]** эквивалентной схемы источника напряжения.

3.20.1. Источник импульсного напряжения

Текстовый синтаксис: `Vxxx N1 N2 PULSE(V1 V2 Tdelay Trise Tfall Ton Tperiod Ncycles)`.

Этот синтаксис определяет зависимый от времени источник импульсного напряжения, который выбирается установкой опции **PULSE(V1 V2 Tdelay Trise Tfall Ton Tperiod Ncycles)** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (рис. 3.71).

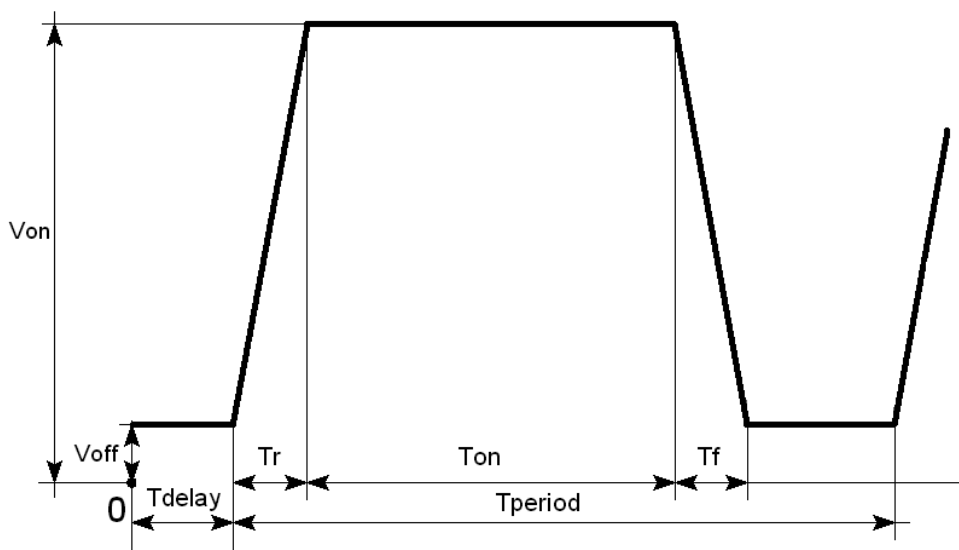


Рис. 3.72. Сигнал, формируемый импульсным источником напряжения

Параметры настройки источника импульсного тока перечислены в табл. 3.24.

Таблица 3.24. Параметры настройки источника импульсного напряжения

Обозначение	Описание	Единицы измерения
V_{off}	Начальное значение напряжения	В
V_{on}	Импульсное значение напряжения	В
T_{delay}	Задержка	с

Таблица 3.24 (окончание)

Обозначение	Описание	Единицы измерения
<i>Tr</i>	Время нарастания импульса	с
<i>Tf</i>	Время спада импульса	с
<i>Ton</i>	Ширина импульса	с
<i>Tperiod</i>	Период следования импульсов	с
<i>Ncycles</i>	Количество циклов (не указывается в случае формирования непрерывной импульсной последовательности)	—

Параметры сигнала импульсного источника напряжения изображены на рис. 3.72.

3.20.2. Источник синусоидального напряжения

Текстовый синтаксис: `Vxxx N1 N2 SINE(Voffset Vamp Freq Td Theta Phi Ncycles)`.

Этот синтаксис определяет зависимый от времени источник синусоидального напряжения, который выбирается установкой опции **SINE(Voffset Vamp Freq Td Theta Phi Ncycles)** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (см. рис. 3.71).

Параметры настройки источника синусоидального тока перечислены в табл. 3.25

Таблица 3.25. Параметры настройки источника синусоидального напряжения

Обозначение	Описание	Единицы измерения
<i>Voffset</i>	Постоянная составляющая напряжения	В
<i>Vamp</i>	Амплитудное значение напряжения	В
<i>freq</i>	Частота	Гц

Таблица 3.25 (окончание)

Обозначение	Описание	Единицы измерения
Td	Задержка	с
$Theta$	Коэффициент затухания	1/с
Phi	Фазовый сдвиг	градус
$Ncycles$	Количество циклов (не указывается в случае формирования непрерывной синусоидальной последовательности)	—

В интервале времени от 0 до Td выходное напряжение будет иметь значение:

$$V_{\text{вых}} = V_{\text{offset}} + V_{\text{amp}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \text{Phi}}{180}\right).$$

После Td выходное напряжение будет иметь значение:

$$V_{\text{вых}} = V_{\text{offset}} + V_{\text{amp}} \cdot \exp\left(-(\text{time} - td) \cdot \text{Theta}\right) \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \text{Freq} \cdot (\text{time} - Td) + \frac{\pi \cdot \text{Phi}}{180}\right).$$

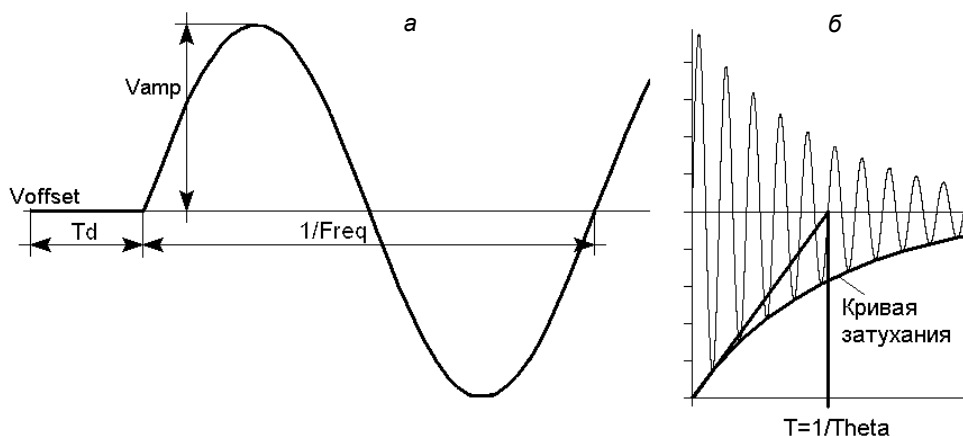


Рис. 3.73. Незатухающая (а) и затухающая (б) синусоидальные функции

Постоянная времени затухания является обратной величиной от коэффициента затухания *Theta*.

Параметры сигнала источника синусоидального напряжения изображены на рис. 3.73.

3.20.3. Источник экспоненциального напряжения

Текстовый синтаксис: `Vxxx N1 N2 EXP(V1 V2 Td1 Tau1 Td2 Tau2)`.

Этот синтаксис определяет зависимый от времени источник экспоненциального напряжения, который выбирается установкой опции **EXP(V1 V2 Td1 Tau1 Td2 Tau2)** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (см. рис. 3.71).

Параметры настройки источника экспоненциального тока перечислены в табл. 3.26.

Таблица 3.26. Параметры настройки источника экспоненциального напряжения

Обозначение	Описание	Единицы измерения
<i>V1</i>	Начальное значение напряжения	В
<i>V2</i>	Импульсное значение напряжения	В
<i>Td1</i>	Время задержки нарастания напряжения	с
<i>Tau1</i>	Постоянная времени нарастания	с
<i>Td2</i>	Время задержки спада напряжения	с
<i>Tau2</i>	Постоянная времени спада	с

В интервале времени от 0 до *Td1* выходное напряжение равно *V1*. Для интервала времени от *Td1* до *Td2* выходное напряжение определяется выражением:

$$V_{\text{вых}} = V1 + (V2 - V1) \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{\text{time} - Td1}{Tau1}\right) \right).$$

Для времени после $Td2$ выходное напряжение определяется выражением:

$$V_{вых} = V1 + (V2 - V1) \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{time - Td1}{Tau1}\right)\right) + (V1 - V2) \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{time - Td2}{Tau2}\right)\right).$$

Параметры сигнала экспоненциального источника напряжения изображены на рис. 3.74.

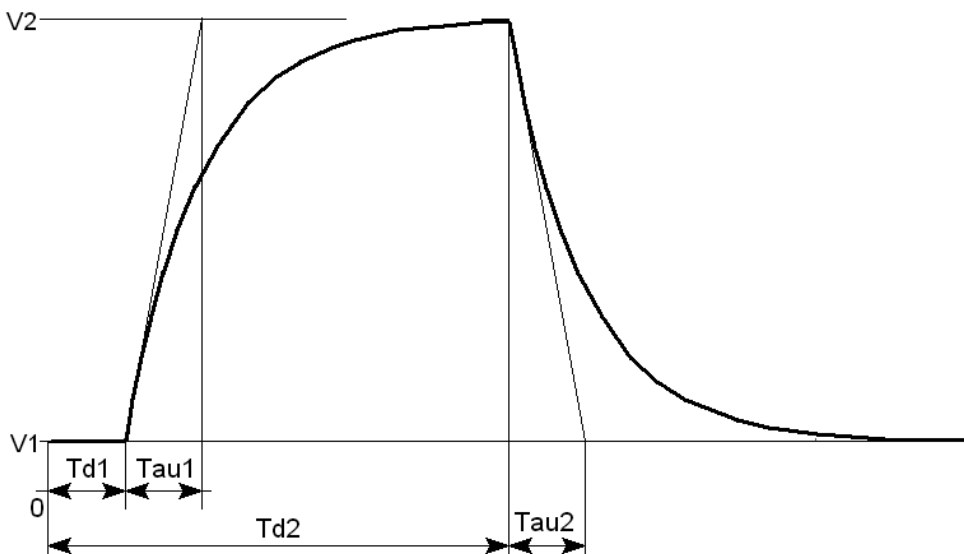


Рис. 3.74. Сигнал экспоненциального источника напряжения

3.20.4. Источник FM напряжения

Текстовый синтаксис: `Vxxx N1 N2 SFFM(Voff Vamp Fcar MDI Fsig)`.

Этот синтаксис определяет зависимый источник FM напряжения, который выбирается установкой опции **SFFM(Voff Vamp Fcar MDI Fsig)** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (см. рис. 3.71).

Параметры настройки источника FM напряжения перечислены в табл. 3.27.

Таблица 3.27. Параметры настройки источника FM напряжения

Обозначение	Описание	Единицы измерения
<i>Voff</i>	Постоянная составляющая напряжения	В
<i>Vamp</i>	Амплитуда напряжения	В
<i>Fcar</i>	Несущая частота	Гц
<i>MDI</i>	Коэффициент модуляции	—
<i>Fsig</i>	Частота сигнала	Гц
<i>Tau2</i>	Постоянная времени спада	с

Выходное напряжение источника определяется выражением

$$V_{\text{вых}} = V_{\text{off}} + V_{\text{amp}} \cdot \sin\left(\left(2 \cdot \pi \cdot F_{\text{car}} \cdot \text{time}\right) + MDI \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot F_{\text{sig}} \cdot \text{time}\right)\right).$$

3.20.5. Источник напряжения, программируемый пользователем

Текстовый синтаксис: `Vxxx N1 N2 PWL(t1 v1 t2 v2 t3 v3...)`.

Этот синтаксис определяет источник напряжения, программируемый пользователем, который выбирается установкой опции **PWL(t1 v1 t2 v2 ...)** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (см. рис. 3.71).

Для временного интервала от 0 до *t1* источник генерирует напряжение *v1*. Для временного интервала от *t1* до *t2* источник генерирует напряжение, которое линейно изменяется между *v1* и *v2*. Можно указать любое количество отсчетов времени и соответствующих им значений напряжения. После последнего отсчета времени напряжение фиксируется на соответствующем ему значении. Если количество отсчетов слишком велико, то их можно записать в отдельный текстовый файл и затем указать на него, используя текстовый синтаксис:

`Ixxx N1 N2 PWL FILE=<имя файла>`

Такой же режим ввода выбирается установкой опции **PWL FILE** в области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки (рис. 3.71).

3.20.6. WAV-файл как источник сигнала напряжения

Текстовый синтаксис: `Vxxx N1 N2 WAVEFILE=<имя файла> [chan=<nnn>]`.

Этот синтаксис позволяет использовать WAV-файл как источник входного сигнала напряжения. Если WAV-файл находится в директории LTspiceIV, то достаточно указать только его имя. Если WAV-файл находится в другой директории или на другом диске, то требуется указать полное имя, включающее абсолютный путь доступа к файлу. Имя файла следует заключить в двойные кавычки, если в нем присутствуют пробелы. WAV-файл может содержать до 65 536 каналов, нумеруемых от 0 до 65535. Параметр `chan` должен быть настроен на используемый канал. По умолчанию используется первый канал, имеющий номер 0. Полный размах сигнала напряжения, записанного в WAV-файл, лежит в диапазоне от -1 В до 1 В.

ПРИМЕЧАНИЕ

Этот источник используется только при TRAN-анализе.

3.21. W — ключ, управляемый током

Имя элемента: `CSW`.

Символ ключа, управляемого током, расположен в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice. Его внешний вид изображен на рис. 3.75.

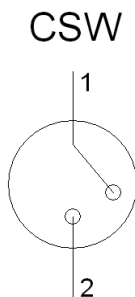



Рис. 3.75. Ключ, управляемый током

Текстовый синтаксис: `Wxxx N1 N2 Vnam <имя модели> [on,off]`.

Пример:

```
W1 n005 0 Vsense MySwitch
Vsense n001 n002 0.
.model MySwitch CSW(Ron=.1 Roff=1Meg It=0 Ih=-.5)
```

Как видно из примера, ключ, управляемый током, требует использования директивы `.model` для определения своих характеристик. Для размещения этой директивы в рабочем поле программы LTspice необходимо вызвать окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic** (Редактировать текст на схеме), изображенное на рис. 3.17. Это окно вызывается с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE-директиву), нажатием клавиши <C> или нажатием кнопки  на панели инструментов.

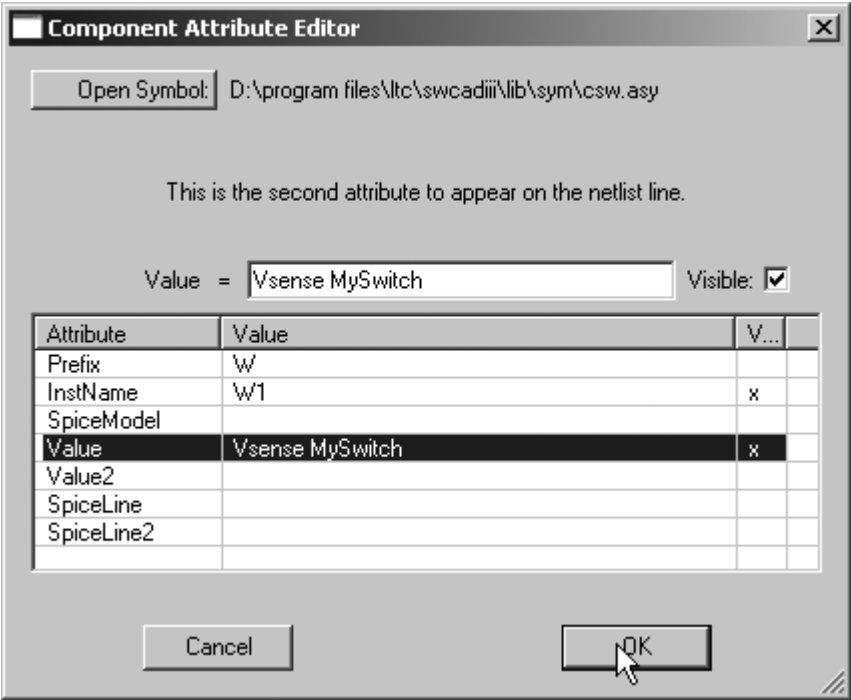


Рис. 3.76. Окно настройки ключа, управляемого током

Для назначения модели ключа, управляемого напряжением, в рабочем окне LTspice необходимо вызвать окно настройки **Component Attribute Editor** (Редактор атрибутов компонента), изображенное на рис. 3.76, щелкнув пра-

вой кнопкой мышки по символу элемента. Имя модели ключа вносится в поле **Value**.

Ток через источник напряжения V_{nam} (в примере V_{sense}) управляет сопротивлением ключа.

В табл. 3.28 перечислены параметры ключа, управляемого током.

Таблица 3.28. Параметры модели ключа, управляемого током

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
I_t	Пороговый ток	А	0
I_h	Ток гистерезиса	А	0
R_{on}	Сопротивление ключа в замкнутом состоянии	Ом	1
R_{off}	Сопротивление ключа в разомкнутом состоянии	Ом	$1/G_{min}$

Ключ имеет три режима управления током, зависящих от значения и полярности тока гистерезиса I_h . Если ток I_h равен нулю, то ключ всегда полностью закрыт или открыт, в зависимости от того, ниже или выше порогового управляющий ток. Если ток I_h больше нуля, то ключ управляется с гистерезисом, так как если бы он управлялся от триггера Шмитта с порогами переключения $I_t - I_h$ и $I_t + I_h$.

ПРИМЕЧАНИЕ

Имейте в виду, что ток I_h составляет половину разницы тока между порогами переключения.

Если I_h меньше нуля, то ключ будет плавно изменять свое сопротивление между сопротивлениями открытого и закрытого состояний. Переход будет происходить между током управления $I_t - I_h$ и $I_t + I_h$.

3.22. X — подсхема

Текстовый синтаксис: $X_{xxx} \ N1 \ N2 \ N3 \dots$ <имя подсхемы> [<параметр>=<выражение>].

Подсхема позволяет определить и запомнить электрическую схему в библиотеку для последующего использования и обычно используется для создания моделей различных элементов, отсутствующих в стандартной библиотеке программы LTspice.

На рис. 3.77 изображена схема проверки ШИМ-контроллера UC3825, который отсутствует в стандартной библиотеке программы LTspice и был создан в виде подсхемы (листинг 3.1).

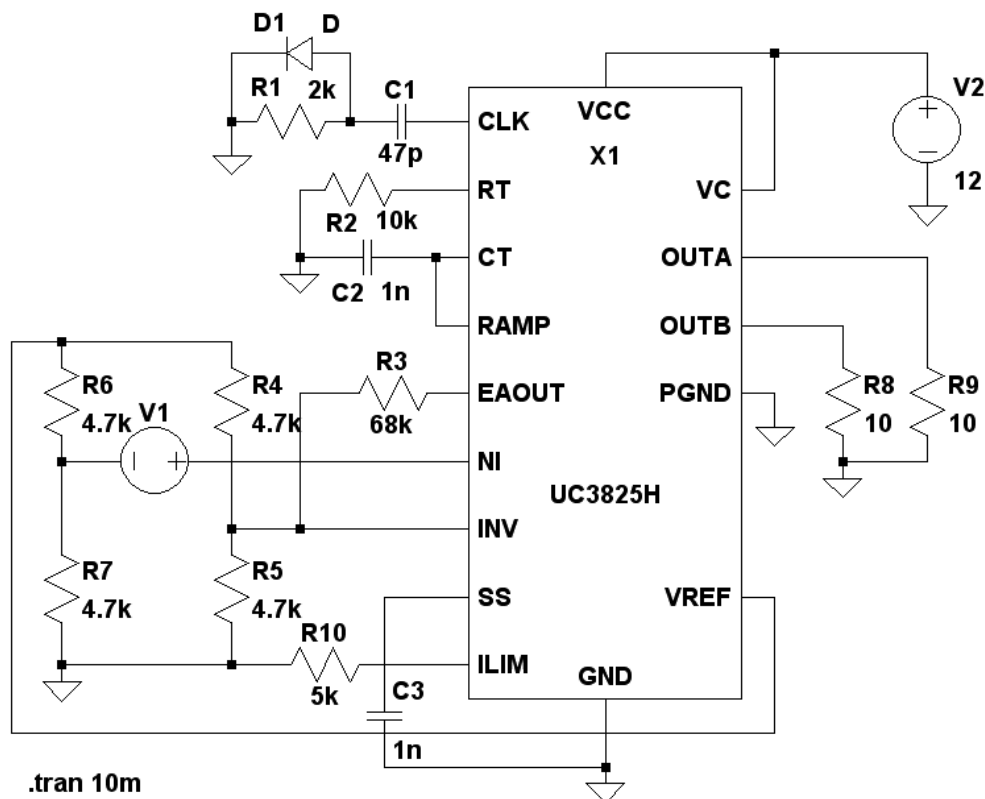


Рис. 3.77. Схема проверки ШИМ-контроллера UC3825

Листинг 3.1. Текстовое описание (netlist) схемы проверки ШИМ-контроллера UC3825

*Текстовое описание схемы проверки ШИМ контроллера UC3825

* D:\Program Files\LTC\LTspiceIV\lib\sym\EXTRA\VolReg\uc3825h\Draft1.asc

*

*Основная схема

```
C1 N001 N003 47p
R1 0 N001 2k
D1 N001 0 D
R2 0 N004 10k
C2 0 N005 1n
R3 N009 N010 68k
R4 N008 N009 4.7k
R5 N009 0 4.7k
R6 N008 N011 4.7k
R7 N011 0 4.7k
C3 N013 0 1n
V1 N012 N011 SINE(0 60m 500)
V2 N002 0 12
R8 N007 0 10
R9 N006 0 10
R10 0 N014 5k
XX1 N003 N004 N005 N005 N010 N012 N009 N013 N014 N002 0 N002 N006 N007 0
N008 uc3825h
```

*Подсхема ШИМ контроллера UC3825

*Создал Валентин Володин, 1 Февраля 2008 года.

```
.subckt uc3825h CLK RT CT RAMP EAOUT NI INV SS ILIM VCC GND VC OUTA OUTB
PGND VREF
A7 N029 N012 GND GND GND GND N030 GND OR Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A8 N024 N012 GND GND GND GND N025 GND OR Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A9 N023 GND GND GND N017 GND N024 GND AND Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A11 N030 N034 GND GND GND N028 N017 GND SRFLOP Vhigh=5.1 Trise=20n
Rout=30
A12 N025 N028 GND GND GND GND N027 GND SRFLOP Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
G1 VCC GND VCC GND table=(0 0,1 0.5m,8 1.5m,9 2.5m,10 22m)
G2 SS GND N027 GND 49µ
I1 GND SS 9µ
A3 N008 N009 GND GND GND N013 GND GND OR Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A10 N008 N002 GND GND GND GND N020 GND AND Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A13 N002 N009 GND GND GND GND N021 GND AND Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
```

```
A14 N001 GND GND N013 GND GND N010 GND AND Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A15 N020 N021 N017 N012 GND GND N022 GND OR Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A16 N010 N022 GND GND GND N016 GND GND SRFLOP Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A17 N001 N016 N017 GND GND GND N011 GND OR Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A18 N007 GND N011 GND GND N007 N014 GND DFLOP Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=30
A19 GND GND N011 N012 N014 N003 N006 GND OR Vhigh=5.1 Trise=400n Rout=30
A20 N007 N011 N012 GND GND N019 N018 GND OR Vhigh=5.1 Trise=400n Rout=30
A21 N015 EAOUT GND GND GND GND N008 GND SCHMITT Vt=0 Vh=0 Vhigh=5.1
Trise=20n Rout=30
V1 N015 RAMP 1.25
V3 N004 GND 3
F1 GND CT V3 -1
S1 GND CT N001 GND OSC
A2 SS GND GND GND GND N034 GND GND BUF Ref=0.2 Vhigh=5.1 Trise=20n
Rout=30
A1 ILIM GND GND GND GND GND N029 GND BUF Ref=1.2 Vhigh=5.1 Trise=20n
Rout=30
A6 ILIM GND GND GND GND GND N009 GND BUF Ref=1.0 Vhigh=5.1 Trise=20n
Rout=30
A5 SS GND GND GND GND GND N023 GND BUF Ref=5.0 Vhigh=5.1 Trise=20n
Rout=30
A22 CT GND GND GND GND GND N001 GND SCHMITT Vhigh=5.1 Trise=10n Rout=30
Vt=1.9 Vh=0.9
S2 CLK VREF N001 GND LEB
R5 NI N031 10meg
R6 N031 N032 10k
C2 N031 INV 159p
C3 N032 INV 1.59p
E2 N033 GND N032 INV table=(0 0,90u 4.5,2m 4.7,10m 5)
E3 N026 GND SS GND 1
D1 EAOUT N026 IDEAL
A4 VCC GND GND GND GND N012 VREF GND SCHMITT Vhigh=5.1 Trise=20n Rout=0.5
Vt=8.8 Vh=0.4
A23 CLK GND GND GND GND N002 GND GND SCHMITT Vhigh=5.1 Trise=10n Rout=30
Vt=2.8 Vh=0.1
I2 CLK GND 400μ
V5 N005 GND 2.3
D4 N005 CLK IDEAL
D5 N004 RT IDEAL
```

```

S3 OUTA VC N003 GND HOUT
S4 PGND OUTA N006 GND LOUT
S5 OUTB VC N019 GND HOUT
S6 PGND OUTB N018 GND LOUT
R15 EAOUT N033 3k
D3 GND SS Z5_1
.model Z5_1 D(Ron=0 Roff=1G Vfwd=0 Vrev=5.1)
.model OSC SW(Ron=100 Roff=1meg Vt=2.5 Vh=-1.5 Ilimit=10m)
.model LEB SW(Ron=10 Roff=1meg Vt=2.5 Vh=-1.5 Vser=0.6 Ilimit=5m)
.model IDEAL D(Ron=0 Roff=1G Vfwd=0)
.model HOUT SW(Ron=0.75 Roff=250k Vt=3.25 Vh=-0.7 Vser=1.4 Ilimit=2)
.model LOUT SW(Ron=2 Roff=250k Vt=3.25 Vh=-0.7 Vser=0.2 Ilimit=2)
.ends uc3825h

.model D D
.lib D:\Program Files\LTC\LTspiceIV\lib\cmp\standard.dio
.tran 10m
.backanno
.end

```

3.23. Z — MESFET-транзистор

Имя элемента: MESFET.

Символ MESFET-транзистора расположен в корневом разделе встроенной библиотеки программы LTspice. Его внешний вид изображен на рис. 3.78.

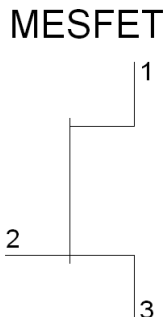


Рис. 3.78. MESFET-транзистор

Текстовый синтаксис: Zxxx 1 2 3 <имя модели> [area] [off] [IC=<Vds, Vgs>] [temp=<value>].

Аббревиатурой MESFET обозначается полевой транзистор с затвором на основе барьера Шотки. Модель MESFET разработана на основе модели арсенид-галлиевого GaAs FET транзистора от H. Statz. Характеристики постоянного тока определяются параметрами V_{to} , B и $Beta$, которые отвечают за зависимость тока стока от напряжения на затворе, параметром $Alpha$, который отвечает за напряжение насыщения, и параметром $Lambda$, который отвечает за выходную проводимость.

В модель включены объемные сопротивления R_d и R_s . Накопленный заряд моделируется полным зарядом затвора как функция напряжений затвор—сток и затвор—исток и определяется параметрами C_{gs} , C_{gd} , и P_b .

При помощи директивы .model определяются параметры используемого MESFET-транзистора. Ключевое слово NMF или PMF определяет полярность транзистора.

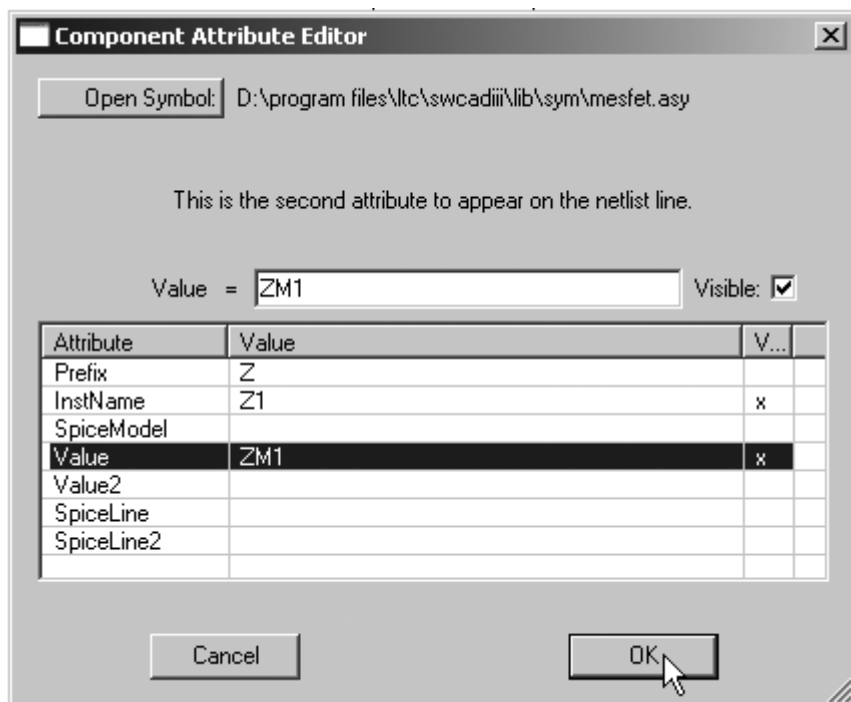



Рис. 3.79. Окно настройки ключа, управляемого током

Пример:

```
Z1 7 2 3 ZM1
```

```
.model ZM1 NMF(Vto=-2 Beta=1m B=0.3 Alpha=2 Lambda=0.1m Rd=100  
Rs=100 Cgs=5p Cgd=1p + Pb=0.6)
```

Для размещения директивы `.model` в рабочем поле программы LTspice необходимо вызвать окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic** (Редактировать текст на схеме), изображенное на рис. 3.17. Это окно вызывается с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE-директиву), нажатием клавиши <C> или нажатием кнопки  на панели инструментов.

Для назначения модели ключа, управляемого током, в рабочем окне LTspice необходимо вызвать окно настройки **Component Attribute Editor** (Редактор атрибутов компонента), изображенное на рис. 3.79, щелкнув правой кнопкой мышки по символу элемента. Имя модели ключа вносится в поле **Value**.

Параметры модели MESFET-транзистора перечислены в табл. 3.29.

Таблица 3.29. Параметры модели MESFET-транзистора

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
<i>Vto</i>	Напряжение отсечки	В	−2
<i>Beta</i>	Параметр межэлектродной проводимости	A/B ²	1·10 ^{−4}
<i>B</i>	Параметр легирования полупроводника	1/B	0.3
<i>Alpha</i>	Параметр напряжения насыщения	1/B	2
<i>Lambda</i>	Модуляция длины канала	1/B	0
<i>Rd</i>	Объемное сопротивление стока	Ом	0
<i>Rs</i>	Объемное сопротивление истока	Ом	0
<i>Cgs</i>	Емкость перехода затвор—исток при нулевом смещении	Ф	0
<i>Cgd</i>	Емкость перехода затвор—сток при нулевом смещении	Ф	0

Таблица 3.29 (окончание)

Обозначение	Описание	Единицы измерения	По умолчанию
P_b	Потенциал перехода затвора	В	1
K_f	Коэффициент фликер-шума	—	0
A_f	Экспонента фликер-шума	—	1
F_c	Коэффициент прямого смещения барьерной емкости	—	0.5



Директивы моделирования LTspice

Директивы моделирования используются для запуска и остановки моделирования, определяют режимы моделирования, управляют выдачей результатов моделирования, позволяют задать различные параметры и начальные условия моделирования, создавать модели устройств, а также для прочих функций.

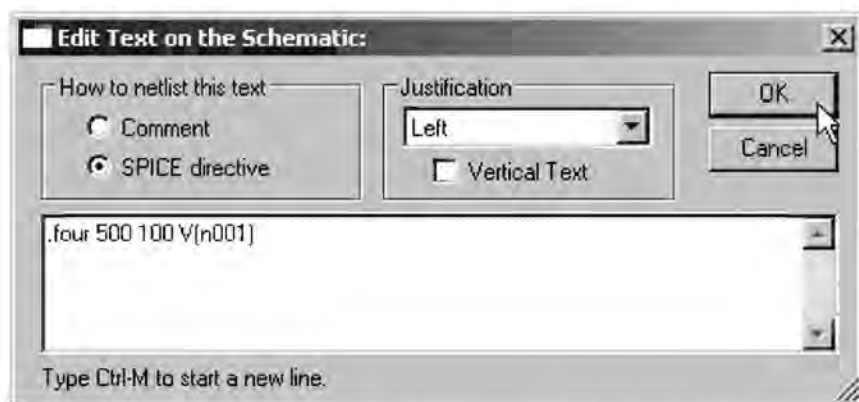



Рис. 4.1. Окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic**

Поскольку в программе LTspice IV модель схемы вводится в привычном графическом, а не текстовом виде, то директивы располагаются прямо на схеме в виде текстовых строк. Все директивы моделирования начинаются с точки и поэтому их иногда называют точечными командами (dot commands). Для размещения директивы моделирования в рабочем поле программы LTspice III необходимо вызвать окно редактирования текста **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенное на рис. 4.1. Это

окно можно вызвать с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE-директиву), нажатием клавиши <C> или нажатием кнопки  на панели инструментов.

Ниже, в алфавитном порядке, перечислены все директивы моделирования симулятора LTspice.

4.1. AC — анализ частотных характеристик для малого сигнала

Директива .AC используется для определения частотных характеристик модели. Совместно с директивой .NOISE используется для моделирования уровня шума различных схемных элементов.

После обнаружения данной директивы LTspice находит рабочую точку модели по постоянному току, затем модель линеаризуется в районе найденной точки и далее находятся комплексные напряжения узлов, зависящие от частоты. Так как расчет характеристик делается только для одной рабочей точки по постоянному току и не учитывает общей нелинейности модели, то результаты данного анализа справедливы только для малого сигнала.

Если необходимо получить список комплексных напряжений и токов модели для одной частоты <частота>, то можно использовать текстовый синтаксис:

```
.AC LIST <частота>
```

Если необходимо рассчитать частотную характеристику для произвольно указанных частот, то можно использовать текстовый синтаксис, похожий на предыдущий:

```
.AC LIST <частота1> [<частота2> [<частота3> [...]]]
```

Если необходимо получить непрерывную частотную характеристику для определенного диапазона частот, то можно использовать текстовый синтаксис:

```
.AC <OCT,DEC,LIN> <число точек> <начальная частота>  
<конечная частота>
```

Этот режим полезен для исследования частотных характеристик различных цепей и фильтров, а также для синтеза корректирующих устройств методом логарифмической амплитудно-фазовой частотной характеристики (ЛАФЧХ).

С помощью обязательных параметров <начальная частота> и <конечная частота> соответственно определяются нижняя и верхняя частоты исследуемого частотного диапазона. Кроме границ частотного диапазона необходимо

указать <число точек> частотной характеристики. Распределение точек определяется при помощи ключевых слов OCT, DEC или LIN (табл. 4.1).

Таблица 4.1. Распределение точек частотной характеристики

Ключевое слово	Число точек	Примечание
OCT	Число точек на октаву ¹	Логарифмический масштаб
DEC	Число точек на декаду ²	Логарифмический масштаб
LIN	Общее количество линейно размещенных точек между нижней и верхней частотой исследуемого диапазона	

Для примера исследуем частотную характеристику простого RC-фильтра нижних частот, схема которого изображена на рис. 4.2.

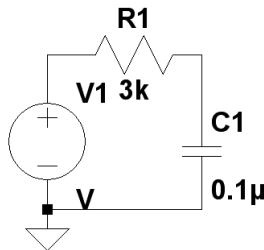


Рис. 4.2. Простой RC-фильтр нижних частот

Чтобы сформировать входной сигнал изменяющейся частоты, создадим генератор качающейся частоты (Svip-Generator), используя независимый источник напряжения V1. Для этого, щелкнув правой кнопкой мышки по символу независимого источника напряжения V1, вызовем его окно настройки **Voltage Source** (Источника напряжения) (рис. 4.3).

Далее, щелкнув по кнопке **Advanced** (Расширенная настройка), попадаем в окно **Independent Voltage Source** (Независимый источник напряжения)

¹ Октавой называется расстояние между произвольной частотой F и ее удвоенным значением $2 \cdot F$.

² Декадой называется расстояние между произвольной частотой F и ее десятикратным значением $10 \cdot F$.

(рис. 4.4). В области **Functions** (Функции) окна расширенной настройки выбрана функция **none** (никакой), которую оставляем без изменения.

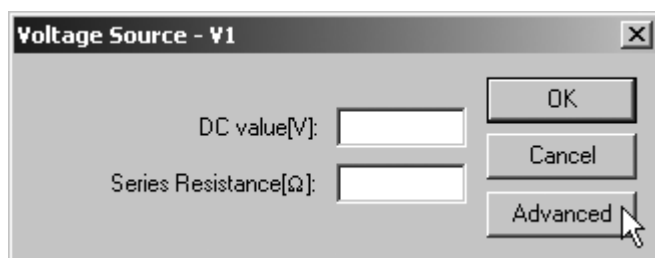


Рис. 4.3. Окно настройки источника напряжения

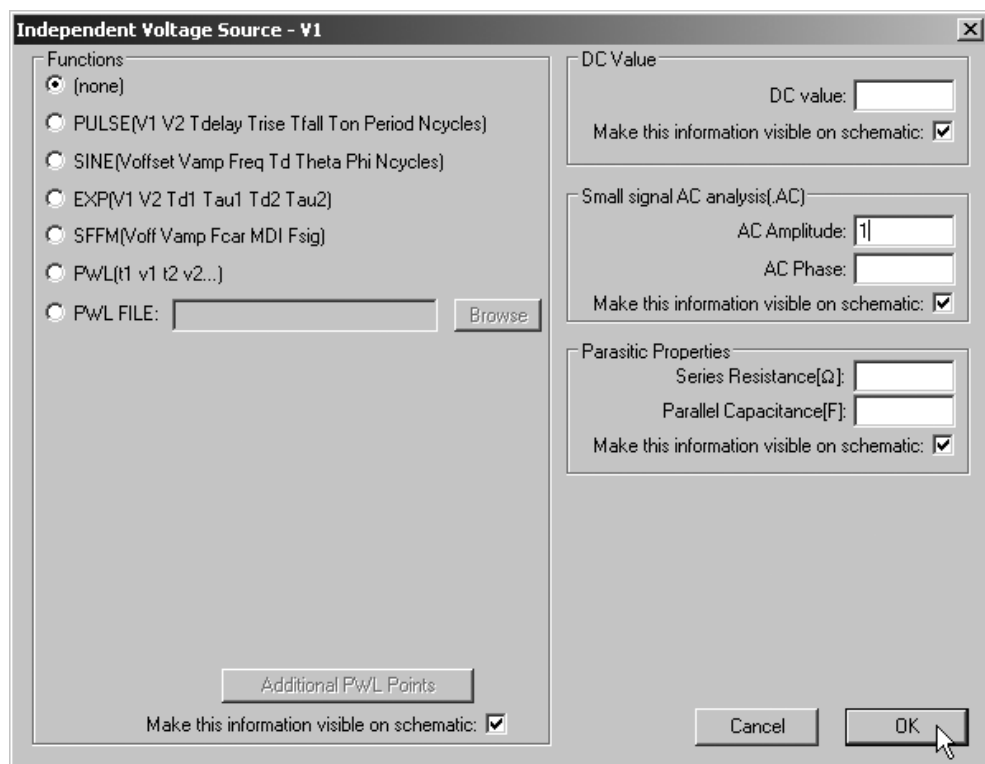


Рис. 4.4. Окно расширенной настройки источника напряжения

Переходим в область настройки для малосигнального анализа на переменном токе **Small signal AC analysis(.AC)** и в поле **AC Amplitude** (Амплитуда) устанавливаем амплитуду переменного напряжения качающейся частоты. Если частотная характеристика выводится в относительных значениях, то значение амплитуды обычно устанавливают равным 1 В. В поле **AC Phase** можно установить фазовый сдвиг частотного сигнала. Это поле можно оставить пустым, если фазовый сдвиг не требуется.

В отличие от других директив, которые размещаются на схеме только с помощью окна **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), для настройки и размещения директивы **.AC** можно использовать окно **Edit Simulation Command** (Редактирование команд моделирования), изображенное на рис. 4.5, которое вызывается с помощью команды **Simulate** (Моделирование) | **Edit Simulation Cmd** (Редактирование команды моделирования).

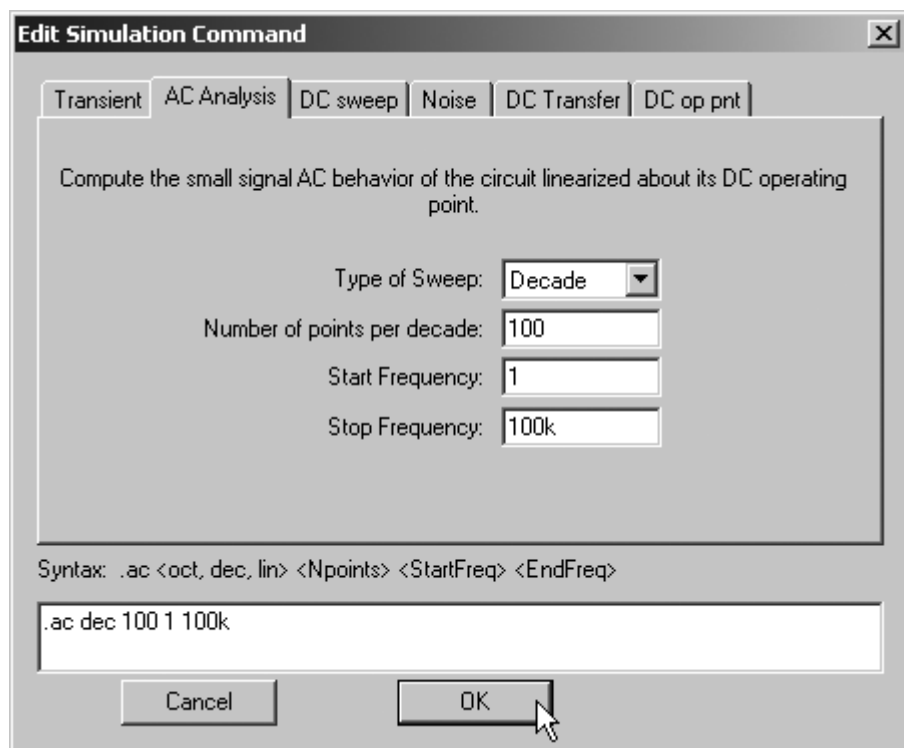


Рис. 4.5. Редактирование директивы **.AC**

Для настройки малосигнального анализа частотных характеристик выбираем вкладку **AC Analysis**.

В поле **Type of Sweep** (Тип развертки) можно выбрать распределение точек частотной характеристики. В этом же поле указывается режим **LIST** (Список), если требуется вывести полный список всех комплексных напряжений и токов модели для одной частоты или явным образом указать частоты вычисления частотной характеристики.

Название следующего ниже поля зависит от типа распределения точек частотной характеристики шума и соответствует принципу, заложенному в табл. 4.1. Согласно этому принципу, если выбрано распределение **Decade** (Декада), то поле называется **Number of points per decade** (Количество точек на декаду) и позволяет выбрать количество точек частотной характеристики в пределах одной декады.

В поле **Start Frequency** (Частота старта) вписываем нижнюю, а в поле **Stop Frequency** (Частота останова) верхнюю частоты исследуемого частотного диапазона.

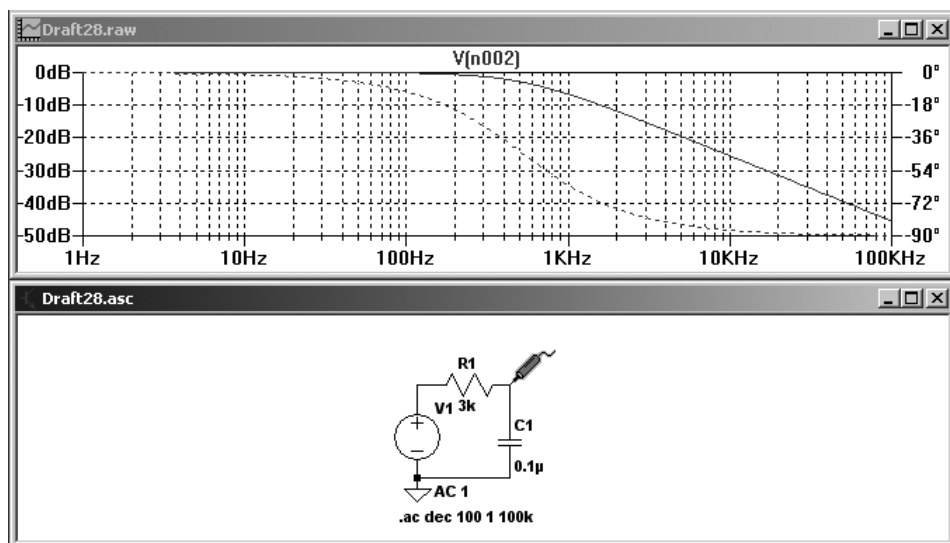



Рис. 4.6. Результат малосигнального анализа частотной характеристики простого RC-фильтра

Одновременно с заполнением информационных полей в нижнем поле **Syntax** (Синтакс) формируется строка директивы `.AC DEC 100 1 100k`. Заполнив все

поля, щелчком по кнопке **OK** и поместим директиву в схему модели. Далее, с помощью команды **Simulate** (Моделирование) | **Run** (Запустить) или щелкнув по иконке  на панели инструментов, запустим малосигнальный анализ на переменном токе. После окончания симуляции будет получено окно, изображенное на рис. 4.6.

Для выбранного узла выводятся амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики фрагмента схемы, заключенного между генератором качающейся частоты и выходным узлом.

4.2. **BASCANNO** — связать имена выводов с токами

Текстовый синтаксис: `.BASCANNO`.

Эта служебная директива автоматически включается в каждое текстовое описание схемы (`netlist`), которое генерируется программой LTspice IV из графической версии схемы. Директива указывает LTspice на информацию, связывающую имена выводов с токами, которая находится в файле с расширением `raw`. Это позволяет построить соответствующий график тока, просто щелкнув левой кнопкой мышки по символу вывода.

4.3. **DC** — анализ по постоянному току

Эта директива задает расчет режима по постоянному току, при вариации параметров одного или нескольких источников постоянного напряжения или тока. Этот вид анализа полезен для расчета передаточных функций по постоянному току. В частности его можно использовать для построения вольт-амперных характеристик различных элементов (транзисторов, диодов, электронных ламп и т. п.), с целью проверки корректности их моделей.

ПРИМЕЧАНИЕ

При выполнении DC-анализа цепей или элементов, обладающих регенеративными обратными связями (например, триггера Шмитта, тиристора, диностора и т. п.), не получится проанализировать точки неустойчивого равновесия. В этом случае рекомендуется вместо режима `.DC` выполнить расчет переходных процессов `.TRAN`, введя источники медленно нарастающего и спадающего по линейному закону напряжения.

Текстовый синтаксис:

```
.DC [<LIN, ОСТ, DEC>]
```

```
+ <Источник 1> <Начальное значение 1> <Конечное значение 1> <Шаг/Число точек 1>
```

```
+ [<Источник 2> <Начальное значение 2> <Конечное значение 2> <Шаг/Число точек 2>]
```

```
+ [<Источник 3> <Начальное значение 3> <Конечное значение 3> <Шаг/Число точек 3>]
```

Распределение точек передаточной функции по постоянному току определяется при помощи ключевых слов ОСТ, DEC или LIN (табл. 4.2).

Таблица 4.2. Распределение точек передаточной функции по постоянному току

Ключевое слово	Шаг или число точек	Примечание
LIN	Для равномерно распределенных точек указывается шаг приращения параметра независимого источника	Линейное распределение точек используется по умолчанию и поэтому ключевое слово LIN можно не указывать
ОСТ	Число точек на октаву	Логарифмический масштаб
DEC	Число точек на декаду	Логарифмический масштаб

В качестве параметра <Источник> можно ввести название любого независимого источника, напряжение или ток которого будут изменяться от параметра <Начальное значение> до параметра <Конечное значение> в соответствии с шагом, указанным параметром <Шаг>. Если выбран логарифмический масштаб распределения точек (ОСТ или DEC), то с помощью параметра <Число точек>, необходимо указать требуемое число точек передаточной функции на октаву или декаду соответственно.

Если указаны несколько независимых источников, то параметр первого источника изменяется в заданных пределах для каждого значения параметра второго источника, а параметр второго источника, в свою очередь, изменяется в заданных пределах для каждого значения параметра третьего источника.

Такой вложенный цикл удобен, в частности, для построения статических характеристик полупроводниковых или электровакуумных приборов.

Иногда требуется определить передаточную функцию для конкретных значений напряжений или токов независимых источников. В этом случае можно использовать текстовый синтаксис:

```
.DC <Источник 1> LIST <Значение 1> [<Значение 2> [...]]  
+ [<Источник 2> LIST <Значение 1> [<Значение 2> [...]]]  
+ [<Источник 3> LIST <Значение 1> [<Значение 2> [...]]]
```

Здесь для каждого источника <Источник>, после ключевого слова `LIST` (Список), можно ввести список значений <Значение>, которые будут последовательно присваиваться соответствующему источнику во время анализа.

Оба возможных синтаксиса могут совместно использоваться в одной директиве `.DC` для различных независимых источников.

Для примера снимем семейство выходных характеристик биполярного n-p-n-транзистора типа BC817-40 (рис. 4.7).

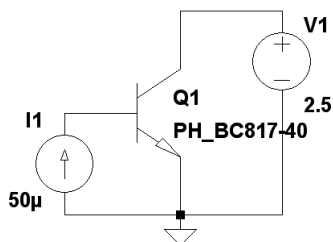


Рис. 4.7. Схема для снятия выходных характеристик биполярного транзистора

В отличие от других директив, которые размещаются на схеме только с помощью окна **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенного на рис. 4.1, для настройки и размещения директивы `.DC` можно использовать окно **Edit Simulation Command** (Редактирование команд моделирования), изображенное на рис. 4.8, которое вызывается с помощью команды **Simulate** (Моделирование) | **Edit Simulation Cmd** (Редактирование команды моделирования).

Для настройки анализа по постоянному току при вариации параметров выбираем вкладку **DC sweep**. На этой вкладке обнаруживаем три аналогичные вкладки: **1st Source** (Первый источник), **2nd Source** (Второй источник) и **3rd Source** (Третий источник), — необходимые для настройки трех возможных независимых источников. Так как все вкладки аналогичны, то рассмотрим их структуру на примере вкладки **1st Source**. Здесь, в поле

Name of 1st Source to Sweep (Название первого источника развертки), необходимо указать имя первого независимого источника. Так как при снятии выходных характеристик транзистора необходимо изменять напряжение коллектор—эмиттер для ряда фиксированных значений тока базы, то первым источником будет источник напряжений V1, подключенный к переходу коллектор—эмиттер тестируемого транзистора. Ниже, в поле **Type of Sweep** (Тип развертки), необходимо выбрать распределение точек передаточной функции по постоянному току. В данном случае наиболее уместным будет линейное (Linear) распределение. Далее, в поле **Start Value**, указываем начальное напряжение, в поле **Stop Value** конечное напряжение, а в поле **Increment** шаг приращения напряжения источника V1.

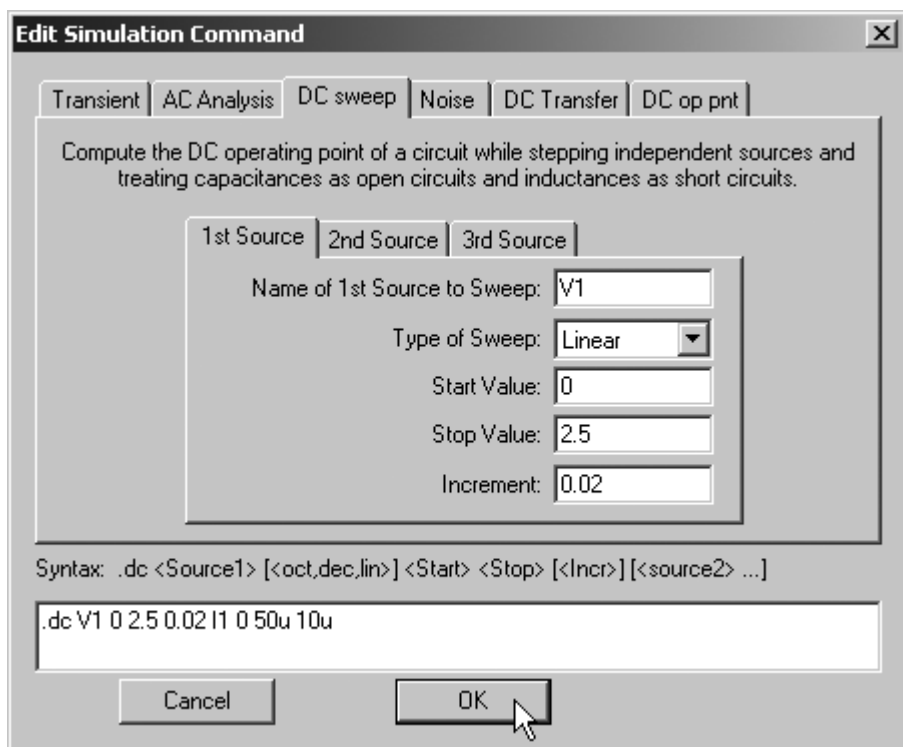



Рис. 4.8. Редактирование директивы .dc

Перейдем на вкладку **2nd Source** и аналогичным образом настроим источник тока I1, который формирует последовательно увеличивающийся на 10 мкА ток базы транзистора Q1.

Одновременно с заполнением информационных полей в нижнем поле **Syntax** (Синтакс) формируется строка директивы `.DC V1 0 2.5 0.02 I1 0 50u 10u`. Заполнив все поля, щелкнем по кнопке **OK** и поместим директиву в схему модели. Далее, с помощью команды **Simulate** (Моделирование) | **Run** (Запустить) или щелкнув по иконке  на панели инструментов, запустим анализ на постоянном токе. После окончания симуляции будет получено окно, изображенное на рис. 4.9.

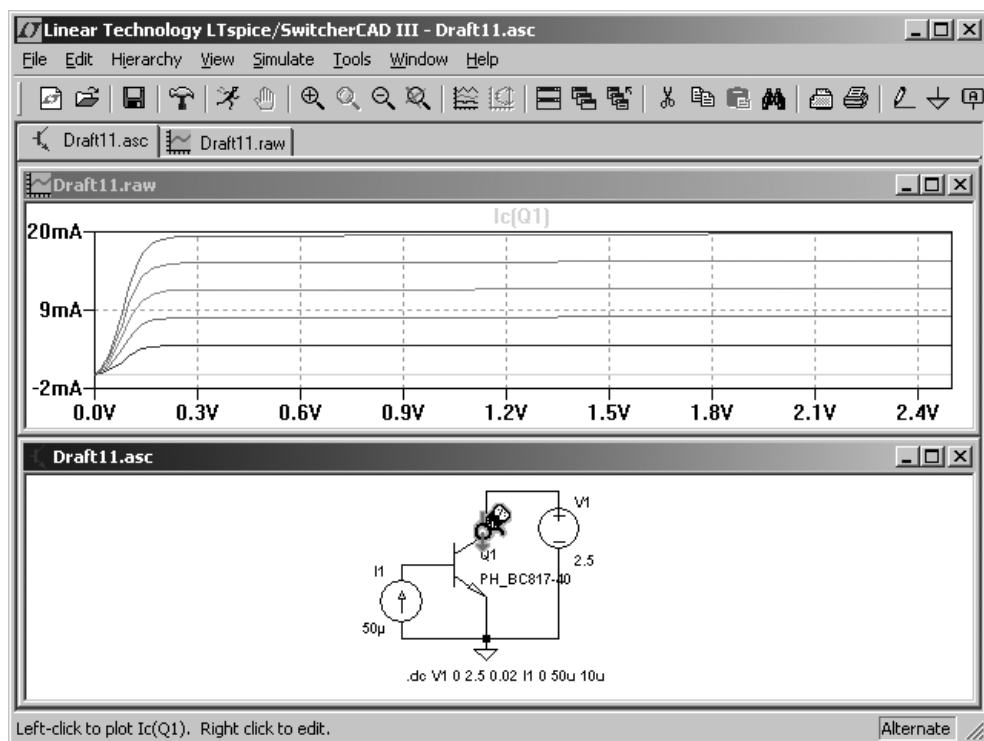


Рис. 4.9. Выходные характеристики модели биполярного транзистора типа BC817-40

4.4. END — конец задания


Эта служебная директива автоматически включается в каждое текстовое описание схемы (netlist), которое генерируется программой LTspice IV из графической версии схемы. Все строки после этой директивы игнорируются.

4.5. *ENDS* — конец описания подсхемы

Эта директива отмечает конец подсхемы. Для большей информации смотреть описание директивы `.SUBCKT`.

4.6. *FOUR* — выполнить анализ Фурье

Эта директива поддерживается симулятором LTspice в порядке совместимости со старыми версиями SPICE. Анализ Фурье производится на основе анализа переходного процесса и поэтому директива `.FOUR` обязательно требует наличия директивы `.TRAN`. Результат анализа Фурье выводится в файл отчета с расширением `log`, который можно посмотреть с помощью команды **View** (Смотреть) | **Spice Error Log** (Отчет об ошибках).

Директива размещается на схеме с помощью окна **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенного на рис. 4.1. Это окно можно вызвать с помощью команды **Edit** (Редактировать) | **SPICE directive** (SPICE-директиву), нажатием клавиши `<C>` или нажатием кнопки  на панели инструментов.

Текстовый синтаксис:

```
.FOUR <частота> [гармоники] [периоды] <график1> [<график2> ...]
```

С помощью обязательного параметра `<частота>` необходимо указать основную частоту, т. е. первую гармонику. С помощью необязательного параметра `[гармоники]` можно указать, сколько гармоник надо вычислить. Если количество гармоник не указано, то по умолчанию вычисляются постоянная составляющая и первые девять гармоник. Кроме этого, в любом случае рассчитывается коэффициент нелинейных искажений (в процентах). С помощью необязательного параметра `[периоды]` можно указать для скольких периодов, предшествующих времени окончания анализа переходного процесса `Tend`, нужно проводить анализ Фурье. По умолчанию анализируется последний период основной частоты. Если анализ Фурье нужно провести для всего диапазона моделирования, то параметр `[периоды]` должен равняться `-1` (минус единице).

Например, директива `.FOUR 500 10 V(n001)` позволяет вычислить первые 10 гармоник в сигнале, который генерирует источник импульсного напряжения `V1` (рис. 4.10).

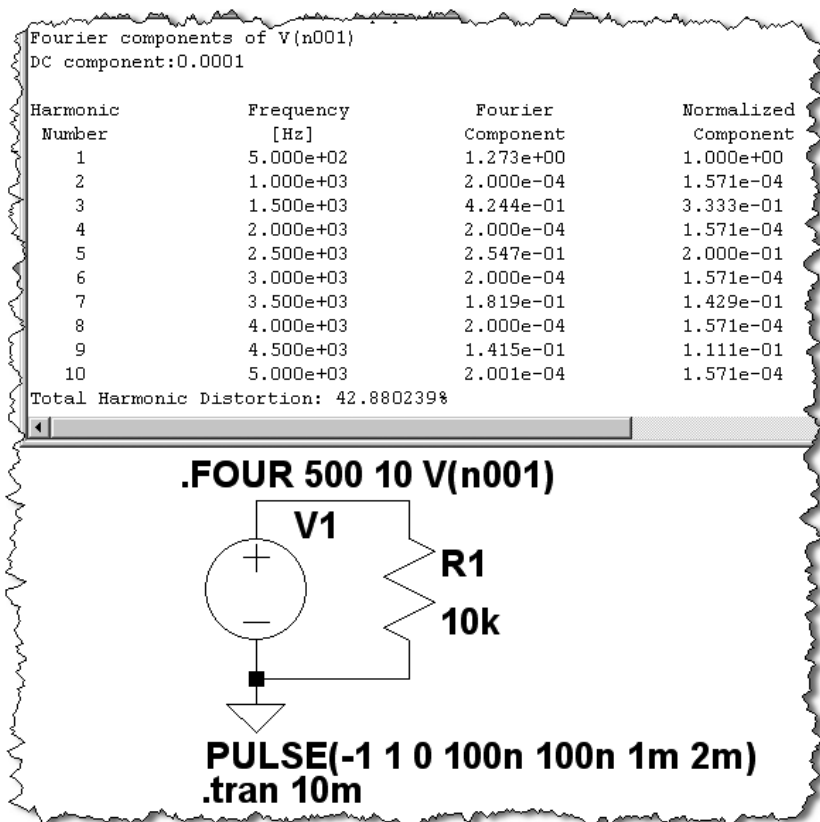


Рис. 4.10. Результат вычисления гармонического состава выходного сигнала источника V1

Для большинства случаев более удобным является быстрое преобразование Фурье (FFT), встроенное в окно плоттера. Для активизации этого преобразования достаточно щелкнуть правой кнопкой мышки в области окна плоттера и в появившемся после этого меню выбрать пункт **FFT**.

4.7. FUNC — функция, определяемая пользователем

Директива размещается на схеме с помощью окна **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенного на рис. 4.1.

Текстовый синтаксис: **.FUNC** <имя функции> ([аргументы]) {<выражение>}.

Имя функции назначается пользователем и не должно совпадать с именами встроенных функций (например, `sin`, `cos`, `sqrt` и т. п.). Аргументы функции, если их несколько, вводятся через запятую. Если аргументы отсутствуют, круглые скобки () все равно нужны. Тело функции, содержащее ее описание, состоит из арифметического выражения и стандартных функций и заключается в фигурные скобки { }.

Директива `.FUNC` является своеобразной альтернативой директиве `.PARAM`. Их отличие заключается в том, что `.FUNC` обрабатывается в процессе моделирования, а не перед ним, как `.PARAM`, и поэтому в качестве аргумента `.FUNC` можно использовать текущее время моделирования (ключевое слово `time`). Однако данное преимущество накладывает ограничение, согласно которому директива определения функции `.FUNC` должна встречаться в списке связей раньше, чем сама функция будет использована. Это делает невозможным использование этой директивы в схемном редакторе LTspice, т. к. при генерации списка связей из схемы программа помещает все директивы в конец списка. Но зато директива может использоваться в текстовых CIR-файлах и в различных библиотечных файлах, написанных от руки.

ПРИМЕЧАНИЕ

Если утверждение `.FUNC` заключено внутри определения подсхемы, то возможности функции ограничены данной подсхемой.

Ниже приведен пример использования обоих, `.FUNC` и `.PARAM`, директив:

* Пример использования директивы `.func`

```
.func myfunc(x,y) {sqrt(x*x+y*y)}
.param u=100 v=600
V1 n001 0 pulse(0 1 0 1n 1n .5μ 1μ)
R1 n001 n002 {myfunc(u,v/3)}
C1 n002 0 100p
.tran 1u
.end
```

4.8. *FERRET* — загрузить файл из Интернета

Директива размещается на схеме с помощью окна **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенного на рис. 4.1.

Эта директива позволяет загружать из Интернета файлы, используя ссылку (URL). Это удобно если вы хотите загрузить файл прямо из LTspice, не используя браузер. Файл будет загружен в тот же самый каталог, в котором находится схема или текстовое описание схемы. Эта директива не оказывает никакого эффекта на моделирование.

* Пример использования директивы .FERRET

```
.ferret http://ltspice.linear.com/software/scad3.pdf  
.end
```

4.9. GLOBAL — определить глобальные узлы

Директива размещается на схеме с помощью окна **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенного на рис. 4.1.

Текстовый синтаксис: `.GLOBAL <узел1> [узел2 [узел3] [...]]`.

Все узлы, используемые в подсхеме, по умолчанию являются локальными, даже если их имена совпадают с узлами основной схемы. Если требуется, чтобы некоторые узлы подсхемы непосредственно были подключены к соответствующим узлам основной схемы, то их надо сделать глобальными с помощью директивы `.GLOBAL`.

Альтернативой директиве `.GLOBAL` является использование приставки `$G_` перед именем узла.

ПРИМЕЧАНИЕ

Земля схемы (узел 0) всегда является глобальным и для нее не требуется использование директивы `.GLOBAL`.

Пример:

```
.GLOBAL Vdd Vcc
```

4.10. IC — задание начальных условий

Директива размещается на схеме с помощью окна **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенного на рис. 4.1.

Текстовый синтаксис:

```
.IC [V(<номер узла>)=<напряжение>] [I(<в индуктивности>)=<ток>]
```

Директива `.ic` позволяет определить начальные условия для анализа переходных процессов. С ее помощью можно определить начальное напряжение узла и ток катушки индуктивности. Во время расчета режима по постоянному току начальные условия удерживаются на заданном уровне. Если задан начальный ток индуктивности, то, в отличие от других SPICE-симуляторов, где индуктивности обрабатываются как короткозамкнутая цепь, в LTspice индуктивность обрабатывается как источник тока с бесконечно большим внутренним сопротивлением.

Например, используя директиву `.ic V(n002)=0`, можно увидеть переходной процесс зарядки конденсатора C1 (рис. 4.11). В противном случае к моменту начала анализа переходного процесса конденсатор C1 уже был бы заряжен до напряжения источника V1.

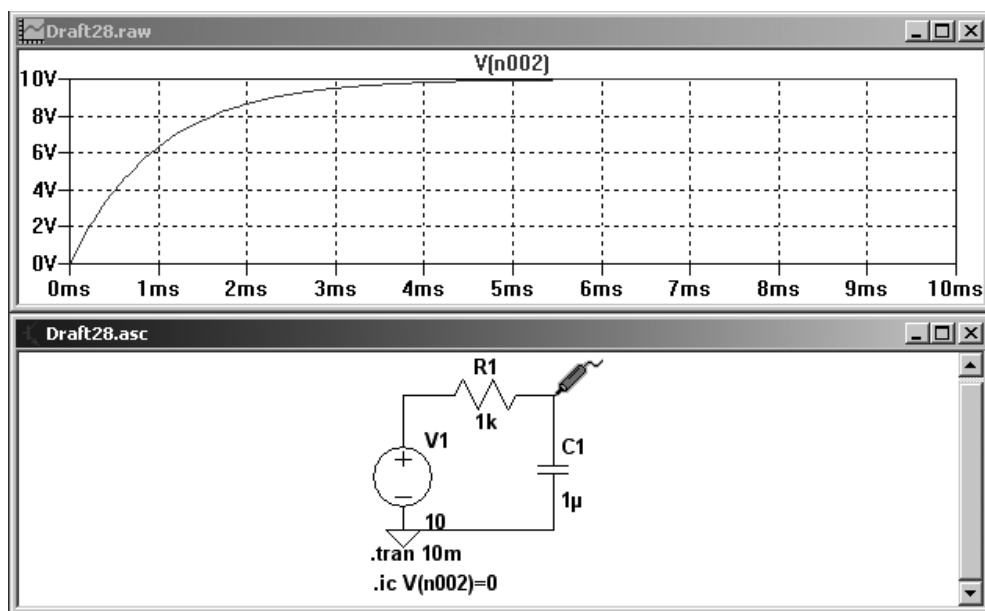


Рис. 4.11. Наблюдение переходного процесса зарядки конденсатора RC-цепочки

ПРИМЕЧАНИЕ

Если описание схемы наряду с директивой `.ic` содержит директиву `.NODESET`, то последняя игнорируется (`.ic` подавляет `.NODESET`).

4.11. **INCLUDE** — включить другой файл

Директива размещается на схеме с помощью окна **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенного на рис. 4.1.

Текстовый синтаксис: `.INC [LUDE] <имя файла>.`

Эта директива используется для включения в файл текстового описания содержания другого файла, что является полезным для включения описаний библиотечных моделей или подсхем.

Имя файла может быть задано в абсолютном виде (диск:\путь\имя файла) или относительно каталога, в который установлена программа LTspice (по умолчанию программа устанавливается в каталог C:\Program Files\LTC\LTspiceIV). В последнем случае указанный файл сначала ищется в каталоге библиотек `..\lib\sub`, а затем в каталоге, который содержит описание схемы.

Необходимо явно указывать расширение файла. Например, если требуется файл "myfile.lib", то следует указать `.inc myfile.lib`, а не `.inc myfile`.

Возможен вариант синтаксиса, позволяющий скачивать требуемый файл из Интернета:

`.INC http://www.company.com/models/library.lib`

В этом случае файл "library.lib" будет скачан по указанной ссылке и размещен в каталоге описания схемы.

ПРИМЕЧАНИЕ

К сожалению, LTspice не анализирует ошибок скачивания и поэтому могут возникать неожиданные ситуации, когда программа попытается использовать в качестве библиотечного файла сообщение об ошибке, которое будет передано сервером в случае отсутствия указанного файла или "битой" ссылки.

4.12. **LIV** — подключить библиотеку

Директива размещается на схеме с помощью окна **Edit Text on the Schematic** (Редактирование текста на схеме), изображенного на рис. 4.1.

Текстовый синтаксис: `.LIV <имя файла>.`