

Костадин Брадиски
Валери Младенов
Калин Станчев

РЪКОВОДСТВО
за решаване на задачи
по електротехника
с PSpice

**Костадин Брандиски
Валери Младенов
Калин Станчев**

РЪКОВОДСТВО

**ЗА РЕШАВАНЕ НА ЗАДАЧИ
ПО ЕЛЕКТРОТЕХНИКА
С PSPICE**

София

2010

Учебното пособие “Ръководството за решаване на задачи по електротехника с PSpice” е едно въведение в решаването на задачи от анализ на електрически вериги с програмния продукт PSpice Student Version Release 9.1 на фирмата OrCAD. То е предназначено за разработка на курсови задачи по дисциплините Теоретична електротехника и Теория на електрическите вериги. Разгледано е решаването на постояннотокови задачи, задачи от честотен анализ, Фурие-анализ и преходни процеси в линейни и нелинейни електрически вериги.

Пособието е предназначено за студентите от факултетите “Автоматика”, “Електронна техника и технологии”, “Телекомуникации”, “Компютърни системи и управление”, “Транспортен факултет – Авиационна техника” и “Електротехническият факултет” при Техническият Университет – София, но може да бъде в помощ и на всички интересувани се от приложението на CAD системи в електрониката и електротехниката.

The manual “Solving problems in Electrical Engineering using PSpice” is an introduction to solving problems in analysis of electric circuits using the popular electronic circuit analysis program PSpice Student Version Release 9.1 .

The manual is intended to help the realization of course assignments on the subjects Theoretical Electrical Engineering and Theory of Electric Circuits.

Problems on DC analysis, frequency analysis, Fourier series analysis and transient analysis in linear and nonlinear electric and magnetic circuits are considered.

The manual is addressed to the students from the electrical engineering departments of the technical universities, but might be useful also for readers interested in the computer analysis of electric circuits using a modern CAD package.

© доц. д-р инж. Костадин Георгиев Брандиски

© доц. д-р инж. Валери Марков Младенов

© доц. д-р инж. Калин Петров Станчев

София · 2010

СЪДЪРЖАНИЕ

ПРЕДГОВОР	5
Глава I Общи сведения за PSpice Student Version Release 9.1	7
1.1. Въведение	7
1.2. Основи стъпки при анализа на вериги с PSpice	9
1.3. Основни видове анализ с PSpice	
1.4. Използвани единици и запис на числените данни в PSPICE. Кратни единици	10
1.5. Библиотеки с елементи.....	11
1.6. Задаване имената на изходните променливи.....	13
1.7. Положителни посоки на токовете в елементите	14
1.8. Параметри.....	14
1.9. Изрази. Имена на възли	15
1.10. Някои особености при въвеждането на схемата в Schematics.....	16
Глава II Начално ръководство за работа с PSPICE 9.1	17
2.1. Общи положения	17
2.2. Анализ на постояннотоков режим (Bias Point Calculation – изчисление на постояннотокова работна точка)	18
2.3. Изчисление на предавателна характеристика по постоянен ток (DC Sweep)	27
2.4. Променивотоков анализ при една честота	32
2.5. Честотен анализ (AC Sweep).....	39
2.6. Анализ на преходен процес (Transient analysis)	46
Глава III Примери от анализ на линейни вериги с PSPICE 9.1.....	52
3.1. Предаване на максимална мощност в постояннотокова верига с използване на анализ DC Sweep	52
3.2. Предаване на максимална активна мощност от генератор при променивотоков режим с използване на Performance Analysis.....	56
3.3. Честотен анализ на индуктивно свързани контури.....	63
3.4. Честотен анализ на активен Н.Ч. филтър.....	64
3.5. Честотен анализ на активен лентов филтър.....	67
3.6. Анализ на преходен процес в синусоидален генератор.....	71
3.7. Хармоничен анализ на триъгълни импулси.....	75
3.8. Изследване на преходен процес на включване на синусоидално напрежение към RL-верига	78
3.9. Изследване на преходния процес на включване на източник на постоянно напрежение към последователна RLC-верига	80
3.10. Анализ на преходен процес при наличие на източник на експоненциален ток на входа на веригата.....	83
3.11. Изследване на преходен процес при включване на напрежителен импулс във формата на полуълна от синусоида към RC-верига.....	85
3.12. Преходен анализ на интегратор с операционен усилвател.....	87

Глава IV Примери от анализ на нелинейни вериги с PSPICE 9.1	90
4.1. Моделиране на автогенератор	90
4.2. Решение на уравнението на Ван-дер-Пол с аналогово моделиране в Pspice.....	99
4.3. Анализ на преходен процес в нелинейна бобина при включване към синусоидално е.д.н.	101
4.4. Анализ на стационарен постояннотоков режим в нелинейни резистивни вериги.....	108
4.5. Анализ на стационарен режим в нелинейна магнитна верига	117
4.6. Снемане хистерезисния цикъл на феромагнитна сърцевина.....	120
4.7. Анализ на преходен процес в еднополупериоден изправител	125

Глава V Допълнителни възможности за анализ на електрически вериги с PSPICE	128
5.1. Анализ на влиянието на шумовете в електрически вериги – Noise Analysis	128
5.2. Статистически анализ – Monte Carlo Analysis	140
5.3. Анализ на най-неблагоприятния случай – Worst-Case Analysis.....	154

Глава VI Примерни варианти на курсови работи	165
6.1. Определяне на честотните характеристики и максималната активна мощност в резистор при някои смесени схеми	165
6.2. Изследване на резонансните свойства на паралелно свързани елементи ...	175
6.3. Определяне на преходни характеристики и изходни напрежения	182
6.4. Определяне на чувствителността на коефициента на предаване по напрежение.....	198
6.5. Намиране на константата на разпространение и входното съпротивление при два четириполосника.....	210

ПРИЛОЖЕНИЯ ПЪРВИТЕ ПЕТ ПРИЛОЖЕНИЯ СА ЗА ВЕРСИЯТА ЗА PSPICE 9.1 [9]	225
---	------------

1. Функции и оператори, които могат да се използват в аритметични изрази за симулатора и за графичния постпроцесор.....	225
2. Контрол на симулацията с използване на псевдокомпоненти	227
3. Списък на най-често използваните пасивни и активни елементи в символните библиотеки на PSpice Student Version 9.1	231
4. Описание на параметрите на независимите източници.....	234
5. Особенности при лоша сходимост на итерационния процес	238
6. Някои по-често използвани команди (оператори) в PISPUICE	239

БИБЛИОГРАФИЯ	244
---------------------------	------------

ПРЕДГОВОР

Настоящото помагало представлява ново издание на Ръководството за решаване на задачи по Теоретична електротехника с **PSpice**. То е предназначено основно за подпомагане разработването на курсови работи по Теоретична електротехника с използване на изчислителна техника. Курсовата работа е един необходим елемент от процеса на обучение по Теоретична електротехника. Тя позволява да се задълбочат и затвърдят познанията на студентите, решавайки задачи с повишена сложност и използвайки съвременна изчислителна техника и програмни продукти.

В последните години добиха популярност редица програмни продукти за анализ и симулация на електронни схеми, като OrCAD, Microsim Design Center (**PSpice**), Electronics Workbench, Proteus V, Protel, Micro-CAP и др. Един от най-разпространените симулатори в академичните среди бе Microsim Design Center (**PSpice**), който достигна своята 8-ма версия и след това бе закупен от фирмата OrCAD. Поради популярността му той продължи да бъде предлаган под името **OrCAD PSpice**, наред с основните продукти на фирмата OrCAD.

Програмният пакет **OrCAD PSpice** е предназначен за постояннотоков, променливотоков, преходен и Фурие-анализ на електронни схеми. Удобният графичен интерфейс, работата във Windows среда и възможностите за разширение на продукта го правят подходящ и за решаване на задачи от анализ на електрически вериги в курса по теоретична електротехника. Особено привлекателна характеристика на продукта е наличието на безплатна демонстрационна версия, предназначена за студенти – **PSpice Student Version Release 9.1**, което го прави достъпен за всеки студент и потребител с ограничени финансови възможности.

Настоящото ръководство е предназначено за начинаещи потребители на **PSpice** и има за цел да даде първоначални познания за работа с него. Илюстрирано е решаването на задачи от теоретичната електротехника: от анализ на електрически вериги основно с пасивни елементи и по-малко с активни елементи – най-вече операционни усилватели.

Доколкото една от целите на обучението по теоретична електротехника е усвояването на методите за анализ на електри-

чески вериги, то използването на **PSpice** не може да замени в методологичен план решаването на задачи по известните аналитични методи. Курсовата работа с използване на **PSpice** може да се разглежда като една демонстрация на използване на съвременна система за автоматизирано инженерно проектиране, така както то се прави в инженерната практика. Предимството при използването на **PSpice** е, че дадена верига се анализира за минути, без отегчителни и еднообразни изчисления. Особено ценни са вариантите изчисления, с които може да се проследи влиянието на параметър върху честотната или преходната характеристика на изследваната верига.

За подобряване ефекта от курсовата работа върху обучението по теоретична електротехника се препоръчва следният ред при изпълнението ѝ:

- аналитично решаване на поставената задача;
- решаване с **PSpice**;
- сравнение на аналитичните резултати с тези от **PSpice**;
- анализ на получените резултати.

Уместно е задачите за курсова работа да представляват комбинация от няколко вида анализ на дадената верига, например честотен, преходен и Фурие-анализ, с оглед покриване на по-голяма част от учебния материал по теоретична електротехника.

В това ръководство е използвана основно версията **PSpice Student Version 9.1** на фирмата OrCAD.

За запознаване с **PSpice** се препоръчва глави I и II да бъдат прочетени внимателно и примерите от глава II да бъдат проиграни на компютър. Глави III и IV съдържат по-сложни задачи от анализ на линейни и нелинейни вериги, които могат да бъдат използвани като образци. Глава V съдържа задачи от чувствителност, статистически и толерансен анализ. Глава VI съдържа пълни решения на варианти за курсови задачи с **PSpice**. Глава VII съдържа справочен материал за **PSpice 9.1**.

Авторите ще приемат с благодарност препоръките и забележките по отношение начина на изложение на материала, подбора на примерите и тяхното разглеждане, както и за допуснати неточности и грешки.

София, 2010

От авторите

ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА PSPICE STUDENT VERSION RELEASE 9.1

1.1. Въведение

Програмният продукт OrCAD PSpice е вариант за PC на популярния в близкото минало пакет за анализ на електронни схеми **PSPICE**, сега предлаган от фирмата OrCAD. В настоящото ръководство се разглежда демонстрационната версия **PSpice Student Version Release 9.1**. Независимо, че представлява безплатна демонстрационна версия, това е един напълно функциониращ програмен продукт, работещ в среда на Windows 95/98/NT/ME/2000/, с който може да се демонстрират основните черти на пълния продукт. С него могат да се изследват преходни процеси, постояннотокови и променливотокови характеристики на линейни и нелинейни вериги, както и да се извършват Фурие-анализ, анализ на чувствителност, параметричен анализ и др. Включени са и важни за разработчиците на електронна апаратура модули за проектиране на печатни платки, оптимизация, създаване на нови модели на активни елементи и др. С разглежданата демонстрационна версия могат да се изследват сравнително прости вериги, при следните **ограничения**:

- До 64 възли
- До 10 транзистора
- До 65 цифрови логически елемента
- До 10 дълги линии (идеални или не-идеални)
- До 4-ри по двойки свързани дълги линии.

Допълнителни ограничения:

- Примерната библиотека с електронни елементи съдържа 39 аналогови и 134 цифрови схеми.
- Редакторът на модели работи само с диоди.
- Генераторът на входни въздействия, даващ възможност за генериране на произволни по форма въздействия, е

ограничен до синусоидални функции (за аналогови сигнали) и тактови поредици (за цифрови сигнали)

- Оптимизацията е ограничена до една целева функция, един параметър и едно ограничение.
- В схемния редактор **Schematics** могат да се разполагат най-много 50 компоненти.
- В схемния редактор **Schematics** могат да се чертаят чертежи с размер само А-формат.

*Минималните изисквания за компютъра, на който ще се използва **PSpice Student Version Release 9.1** са:*

- Intel Pentium 90 MHz или еквивалентен процесор
- Операционна система Windows 95, Windows 98, Windows NT или Windows 2000.
- 16 MB RAM (препоръчва се 32MB)
- 90 MB свободно дисково пространство.
- CD-ROM устройство
- Мишка

Описаните в настоящото ръководство процедури за използване на пакета **OrCAD PSpice 9.1** с много малки разлики са валидни и за версиите 7.1 и 8.0 на предходния пакет Microsim Design Center (**PSpice**).

По същество програмният продукт **PSpice Student Version Release 9.1** се състои от три основни програми:

1. Схемен редактор (**Schematics**) – интерактивен графичен редактор за въвеждане на схемата, която ще се изследва.

2. Симулатор (**PSpice A/D**) – изчислителен модул, изпълняващ различни видове анализ на аналогови схеми: постоянно-токов анализ, честотен анализ, анализ на преходни процеси, Фурие-анализ; а също и преходен анализ на цифрови схеми.


3. Постпроцесор (**Probe**) – представя графичните изображения на получените характеристики и изчислява различни изходни величини.

В структурата на пакета влизат още няколко програми: Stimulus Editor, Parts, Optimizer, PCBoards и SPECCTRA, които са предназначени основно за разработка на електронни схеми и тук няма да бъдат разглеждани.


По-нататък, за краткост, програмният продукт **PSpice Student Version Release 9.1** ще бъде наричан само **PSpice**.


1.2. Основи стъпки при анализа на вериги с PSpice

Една верига се анализира с PSpice по следния начин:

1. Схемата на веригата се въвежда графично, като се използва схемният редактор **Schematics**. Той може да се стартира с избор **Start/Programs/PSpice Student/Schematics**, или с двукратно щракване върху иконката , която е удобно да се изведе предварително с препратка (shortcut) на десктопа. Въвеждането на схемата включва:

- Разполагане върху чертожното поле на символите на участващите елементи и свързване изводите им с проводници.
- Дефиниране на работните характеристики на елементите, което в най-простия случай може да се състои в задаване на стойности на елементите (например стойностите на R, L, C и т. н.).
- Позициониране на маркери – с тях се задават величините, които ще бъдат наблюдавани, или се задават началните условия – напреженията върху кондензаторите и токовете в бобините (при анализ на преходни процеси).


2. Задава се необходимият режим за анализ според вида на веригата и търсените величини. Това става с избор **Analysis/Setup**, или с бутон , след което се маркира необходимият режим и се задават параметрите му.

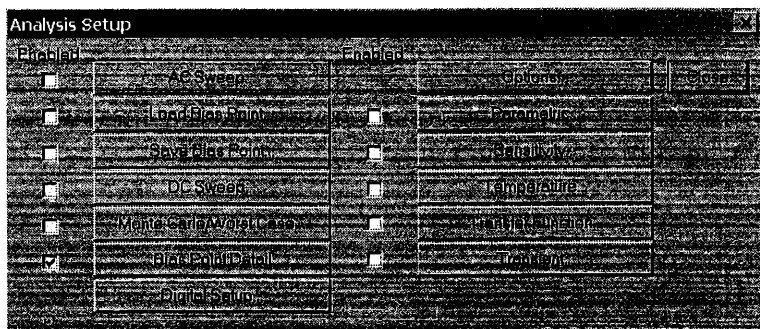
3. Стартира се процесът на симулация – с избор **Analysis/Simulate**, или с бутон . Симулацията, или численото моделиране на веригата, включва съставянето и решаването на системата уравнения, които я описват.

4. Резултатите от симулацията се разглеждат и анализират, използвайки графичния постпроцесор **Probe**. По подразбиране той се стартира автоматично след симулацията (може и ръчно, чрез избор **Analysis/Probe**, от средата на схемния редактор). Полученият от симулацията файл с числени резултати съдържа голямо количество допълнителна информация. При необходимост този файл може да се разгледа с избор **Analysis/Examine Output** или с друг текстов редактор.

Този процес на използване на основните три модула на програмния продукт **PSpice** може да се повтори многократно с цел изследване влиянието на някои параметри на веригата върху изходните величини и получаване на желани характеристики.

1.3. Основни видове анализ с PSpice

Видовете анализ се избират от меню **Analysis/Setup...**, или с бутон  от лентовото меню на схемния редактор **Schematics**. При този избор се появява следният прозорец, показан на фиг. 1.1.



Фиг. 1.1

DC Sweep (анализ на постояннотокова характеристика) – изчисляват се постоянни стационарни токове или напрежения в зависимост от стойностите на източник, параметър на модел или температура, които се варират в зададени граници.

Bias Point Detail (постояннотокова работна точка) – изчисляват се и се извеждат данни за работната точка по постоянен ток, т. е., анализира се веригата по постоянен ток (този анализ се извършва автоматично от **PSpice** при стартирането на модула за анализ с **Analysis/Simulate**).

AC Sweep (честотен анализ) – изчислява честотната характеристика на веригата при малък входен сигнал, като веригата се линеаризира около работната точка. Честотата на един или няколко източника се варира в зададен диапазон от честоти. Изчисляват се стойностите на токовете и напреженията във веригата, включително амплитудите и фазите.

Transient Response (анализ на преходни процеси) – изследва се поведението на веригата във времето в отговор на времеизменящи се входни сигнали. Изчисляват се токовете и напреженията.

При периодични колебания, като едно допълнение на преходния анализ, може да се зададе извършване на Фурие-анализ. Той се извършва за последния период от изследвания интервал от време. Параметрите на Фурие-анализа се намират в долната половина на диалоговия прозорец на преходния анализ.

Parametric Analysis (параметричен анализ) – повтаря многократно някой от гореизброените анализи, като стойността на глобален параметър, елемент или температурата се варира в зададени граници.

Останалите видове анализ, като **Sensitivity** (Анализ на чувствителност), **Temperature** (Температурен анализ), **Transfer Function** (Предавателна функция по постоянен ток), са по-рядко използвани в Теоретичната електротехника и няма да бъдат разглеждани подробно.

1.4. Използвани единици и запис на числените данни в PSPICE. Кратни единици

Използваните единици в PSpice по подразбиране са единиците от система СИ, показани в табл. 1.1:

Таблица 1.1

Клас	Тип	Единица
Аналогови елементи	резистор	Ом, Ω
	индуктивност	Хенри, H
	капацитет	Фарад, F
Аналогови величини	напрежение	Волт, V
	ток	Ампер, A
Други величини	време	Секунда, s
	честота	Херц, Hz

Симулаторът PSpice приема числа, записани в стандартния формат за числа с плаваща запетая. Разрешени са следните записи:

1 1. 1.0 -1.0 1E2 1.21E-5

По подразбиране симулаторът приема, че стойностите на компонентите и електрическите величини са в основните единици на Система СИ.

Тук обаче се използват следните мащабни суфикси (кратни единици) дадени табл. 1.2, които се различават от общоприетите и предложени в системата СИ:

Таблица 1.2

Символ	Множител	Име
F	10^{-15}	фемто-
P	10^{-12}	пико-
N	10^{-9}	нано-
U	10^{-6}	микро-
M	10^{-3}	мили-
K	10^3	кило-
MEG	10^6	мега-
G	10^9	гига-
T	10^{12}	тера-

Забележки:

1) Мащабните суфикси се записват *непосредствено* след числото.

2) Могат да се използват както големи, така и малки букви.

3) **PSpice** възприема само латиница, затова се уверете, че сте включили латиницата, а не кирилица (буквите M, K, T, записани с кирилица, изглеждат точно като тези от латиницата, но ще бъдат възприемани като пояснение, а не като кратни единици).

4) “M” или “m” в **PSpice** означава мили, а не мега (което се означава с MEG)

След мащабните суфикси може да се постави пояснителен текст, например суфикси за измервателните единици, които обаче се игнорират от симулатора. Всяка буква, която не е мащабен суфикс, може да се използва като суфикс за измервателна единица. Ако една буква означава както мащабен суфикс, така и измервателна единица, тя ще бъде интерпретирана като мащабен суфикс, ако е непосредствено след числената стойност, и като суфикс за измервателна единица, ако е след мащабния суфикс.

Честа грешка е да се пише например 1.3F, желаяйки да се означава 1.3 Фарада. Обаче първата буква след числената стойност се интерпретира от симулатора като мащабен суфикс (в случая f [femto]) и той ще възприеме числото като 1.3E-15 ($1,3 \cdot 10^{-15}$). Затова буквата F не бива да се използва като суфикс за измервателната единица Фарад, освен ако не е предшествана от мащабен суфикс, например 1pF (1 пикофарад).

1.5. Библиотеки с елементи

В **PSpice Student Version Release 9.1** на разположение на потребителите са следните библиотеки с елементи:

- analog.slb – основни пасивни елементи и зависими източници;
- eval.slb – диоди, транзистори и операционни усилватели, логически схеми
- source.slb – независими източници на напрежение и ток; и др.
- abm.slb – аналогови блокове за моделиране на поведението (Analog Behavioral Models)
- port.slb – интерфейсни елементи – изводи, конектори и др.
- special.slb – елементи за наблюдение и отпечатване на различни величини в схемата.

На всяка символна библиотека (*.slb) съответства библиотека с модели (*.lib). Налице са също библиотеки с разширение *.plb, съдържащи информация за корпусите на елементите, необходими при проектирането на печатни платки.

Наличните елементи в библиотеките на **PSpice Student Version Release 9.1** (около 200 на брой) са напълно достатъчни за решаване на задачи по Теоретична електротехника. Разбира се, за пълноценна работа по анализ и проектиране на електронни схеми тези библиотеки са недостатъчни. Тъй като тази версия е ограничена до използване на 10 библиотеки, то някои по-рядко използвани библиотеки могат да се деактивират и да се активират необходимите за задачата допълнителни библиотеки с електронни елементи.

1.6. Задаване имената на изходните променливи

Някои анализи изискват задаването на имената на изходни променливи, за да се означат точките от схемата, за които да се събират резултатите от симулацията. В **Schematics** се използва следният базов формат за имената на изходните променливи:

V (<възел>)	Потенциал на зададения възел
V (<извод>)	Потенциал на зададения възел
V (<възел 1, възел 2>)	Напрежение между зададените възли
V (<извод 1, извод 2>)	Напрежение между зададените изводи
I (<име на елемент>)	Ток през зададения елемент

1.7. Положителни посоки на токовете в елементите

В пасивните елементи R, L и C, положителната посока на тока е от началото (левия извод) към края (десния извод) на елемента. Проблеми възникват ако се наложи да се завърти даден елемент, за да се постави във вертикално положение. Тъй като на чертежа началото и края на тези елементи са неразличими, то положението им зависи от броя на завъртанията. Препоръчвана практика е елементите да се завъртат *винаги* три пъти, за да достигнат вертикално положение. Тогава левият извод ще бъде горен, а десният – долен, и посоката на тока във вертикалните елементи ще бъде винаги надолу. Ако това не се спазва, информация за началото и края на елемента може да се получи ако те се маркират с различни номера, и се види в описанието на елемента кой номер е първи и кой втори – посоката на тока по подразбиране е от първи към втори извод в описанието (описанието на свързването на веригата може да се види в изходния файл, с избор **Analysis/Examine Output**).

Посоката на тока в източниците на напрежение и ток е по подразбиране от извод „+“ към извод „-“ вътре в елемента.

1.8. Параметри

В много приложения е подходящо да се използва параметър вместо числена стойност. Параметрите са полезни за задаване на еднакви стойности на атрибутите на няколко екземпляра от даден елемент, а също и при видовете анализи, при които се варират променливи (например параметричен анализ).

Параметър се дефинира с използване на псевдокомпонентата PARAM. В един екземпляр на псевдокомпонентата PARAM могат да бъдат дефинирани до три параметъра. За всеки параметър се задава името на параметъра NAME_n и стойността му VALUE_n. Тези параметри са глобални за цялата схема независимо от йерархичното ниво.

Например, атрибутът VALUE на един независим източник V1 може да бъде зададен равен на параметър VPOWER, използвайки означението {VPOWER}. Фигурните скоби инструктират симулатора да изчисли VPOWER, вместо да използва самото текстово означение. VPOWER може да бъде дефинирано чрез позициониране на псевдокомпонентата PARAM в схемата и дефиниране на една от двойките атрибути NAME_n/VALUE_n. За да се зададе на VPOWER стойност 12 V, първата двойка атрибути на PARAM се дефинира така:

NAME1 = VPOWER

VALUE1 = 12V

1.9. Изрази. Имена на възли

В много приложения е полезно да се осигури повече гъвкавост при задаването на стойности чрез използване на изрази вместо числени стойности. По-нататъшна гъвкавост се получава с използването на параметри в тези изрази.

Например, възможно е да се дефинира атрибутът VALUE на независимия източник V1 така:

VALUE = {-10*FACTOR},

където на FACTOR се присвоява стойност 1.2, използвайки псевдокомпонентата PARAM. Тогава стойността на V1 ще стане:

(-10*1.2) или -12.0 V.

Изразите могат да съдържат стандартните оператори, показани в табл. 1, 2 и 3 на Приложение 1.

Имената на възлите определят свързването на елемента към останалите елементи в схемата. *Елементи, които имат еднакво означени възли, са свързани.* Имената на възлите могат да бъдат произволни буквено-цифрови символни променливи с до 131 символа.

1.10. Някои особености при въвеждането на схемата в Schematics

1. Във всяка схема задължително трябва да бъде зададен базисен възел (земя), който се въвежда с елемент EGND (или AGND).

2. За всеки възел е необходимо да има постояннотокова верига към земя. Ако такава липсва, тя може да се добави с въвеждането между възела и земята на резистор с много голяма стойност, например $1\text{G}\Omega$.

3. В схемата не трябва да има контури, съставени само от източници на напрежение и бобини, тъй като бобините също се третират като източници на напрежение. Не бива да се допуска успоредно свързване на постояннотокови източници или успоредно свързване на идеални бобини. При описанието на схемите това може да се избегне, като се свърже последователно на източника (бобината) един резистор с много малка стойност, например $0.001\ \Omega$.

4. При използване на активни компоненти в схемата (операционни усилватели, транзистори и др.) да не се забравя включването на постояннотоково захранване.

5. Голям брой итерации при постояннотоков анализ или автоматично намаляване на захранващото напрежение при симулацията се наблюдават при грешки в описанието (например разменен поляритет на захранването, разменени изводи на активни елементи и др.).

НАЧАЛНО РЪКОВОДСТВО ЗА РАБОТА С PSPICE 9.1

2.1. Общи положения

В тази глава ще бъдат разгледани няколко прости примера за приложение на основните видове анализ с **PSpice**.

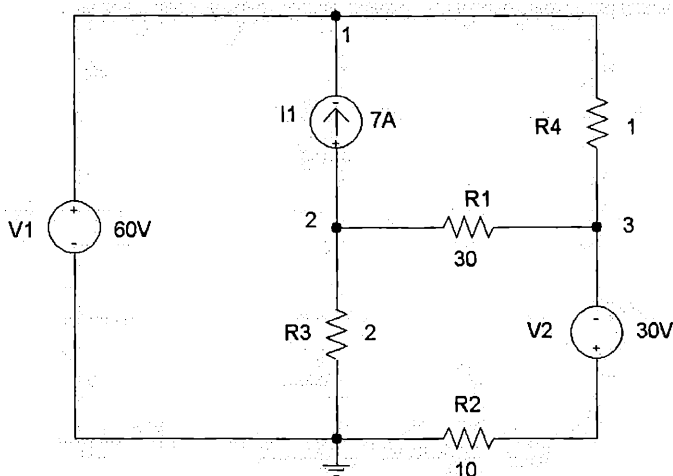
Възприети са следните термини за работа с мишката:

Щракване	<ul style="list-style-type: none">• бързо еднократно натискане и отпускане на левия бутон на мишката
Двойно щракване	<ul style="list-style-type: none">• бързо двукратно натискане и отпускане на левия бутон на мишката
Щракване с десен бутон	<ul style="list-style-type: none">• бързо еднократно натискане и отпускане на десния бутон на мишката
Влачене	<ul style="list-style-type: none">• натискане на левия бутон на мишката и движение на мишката при натиснат бутон

Когато се работи в среда на Microsoft Windows трябва да се имат предвид някои подробности, за да се улесни работата при наличие на няколко отворени приложни програми. Когато се работи с дадена приложна програма (например схемния редактор **Schematics**), прозорецът ѝ обикновено заема целия екран, а другите активни програми са на заден план и прозорците им са невидими. Една активна програма може да се изведе на преден план с избор на иконата и от лентата със задачите на Windows – Taskbar. Това може да стане и с неколkokратно натискане на комбинацията от клавиши <ALT> <TAB>, с което последователно се преминава през всички активни програми, докато се стигне до желаната.


2.2. Анализ на постояннотоков режим (Bias Point Calculation – изчисление на постояннотокова работна точка)

На фиг. 2.1 е показана схемата на резистивна верига с 3 източника на постоянен ток и напрежение. Схемата ще бъде въведена с използване на схемния редактор **Schematics** и след това ще бъде стартиран схемният симулатор **PSpice A/D** за изчисление на постояннотоковия режим.




Фиг. 2.1

Въвеждане на схемата


За да се активира графичният редактор **Schematics**, се избира **Start/Programs/PSpice Student/Schematics**, или се избира иконата на схемния редактор **Schematics**  от десктопа, ако тя е предварително поставена там.

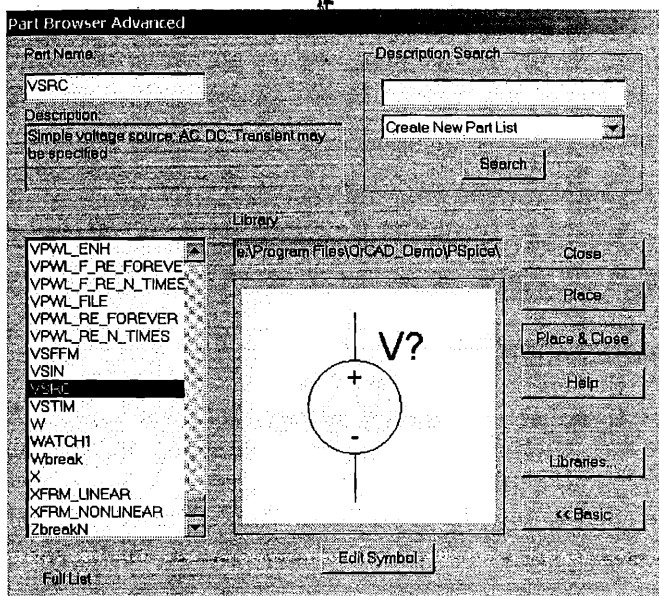
Чертането на схемата може да започне директно върху празното чертожно поле, което се появява при стартирането на **Schematics**.

Ако преди това е работено върху друга схема, се избира **File/New** или бутон , за да се започне нова схема.

Стъпките за позициониране на символите в схемата са следните:

Позициониране на източниците на е.д.н.

1. Избира се **Draw/Get New Part** (или **<CTRL G>**, или бутон ). С това се появява прозорецът, показан на фиг. 2.2.



Фиг. 2.2

2. Въвежда се името **VSRC** в полето **Part Name** на диалоговия прозорец **Part Browser**.

3. Щраква се върху **Place & Close**.

4. Щраква се с мишката върху желано място от страницата, за да се позиционира първото копие на символа на източника на е.д.н. **V1**.

5. Натиска се два пъти **<CTRL R>**, за да се завърти символът на **180°**.

6. Щраква се още веднъж с мишката, за да се постави второ копие на символа – източника на е.д.н. **V2**.

7. Щраква се с десен бутон на мишката, за да се прекрати режимът на позициониране.

Позициониране на източника на ток

1. Избира се **Draw/Get New Part** (или <CTRL G>, или бутон ).

2. Въвежда се името ISRC в полето Part Name на диалоговия прозорец Part Browser.

3. Щраква се върху **Place & Close**.

4. Щраква се с мишката върху мястото от страницата, където трябва да се позиционира символа на източника на ток II.

5. Щраква се с десен бутон на мишката за да се прекрати режимът на позициониране.

Позициониране на резисторите R1-R4

1. Избира се **Draw/Get New Part** (или <CTRL G>, или бутон ).

2. Въвежда се името R в полето Part Name на диалоговия прозорец Part Browser.

3. Щраква се върху **Place & Close**.

4. Щраква се с мишката върху мястото от страницата, където трябва да се позиционира първото копие на символа – резистор R1.


5. Придвижва се курсорът с мишката до ново място от страницата, където с щракване с мишката се позиционира ново копие на символа на резистор – резистора R2.

6. Въвежда се <CTRL R>, за да се завърти символът на резистора на 90°.

7. Щраква се с мишката на ново място, за да се позиционира трето копие на R – левия вертикален резистор R3.

8. Придвижва се курсорът по-надясно и нагоре и се щраква още веднъж, за да се позиционира четвърто копие на R – резистора R4.

9. Щраква се с десен бутон на мишката, за да се прекрати режимът на позициониране.

За да се свържат елементите от схемата с проводници, се избира **Draw/Wire** (или се натиска <CTRL W>, или бутон ) , за да се влезе в режим изчертаване на проводници. При този избор курсорът сменя формата си от стрелка на молив. Щрак-

ва се върху първия извод на елемента, който искаме да свържем. Влаци се курсорът до извод на съседен елемент и се щраква два пъти върху него, за да завърши изчертаването на проводника. Курсорът ще приеме отново първоначалната си форма – стрелка. Два пъти се щраква с десен бутон или се натиска клавиш <Space Bar>, за да се поднови режимът на изчертаване на проводник. Курсорът ще приеме отново формата на молив. Повтаря се горната процедура, за да се изчертае следващият проводник, и така, докато бъдат свързани всички елементи. Ако се сгреша някъде, елемент или проводник може да се изтрие, като първо се маркира (с единично щракване върху него, при което той променя цвѳта си на червен) и след това се изтрива с <CTRL X> или с избор **Edit/Cut**, или най-просто с клавиш **Del**.

Един проводник може да има няколко чупки на 90°, които се получават, като при влаченето се щраква еднократно в точката, в която трябва да се направи чупката.

PSpice сам формира възел в мястото, където се съединяват три клона.

Във всяка схема трябва да има избран възел с нулев потенциал (това се изисква от метода на възловите потенциали, който е в основата на изчислителния алгоритъм на **PSpice**). Този възел се избира, като се свърже символ за заземяване към него (елемент **EGND**, или **AGND**). Това става така:

1. Избира се **Draw/Get New Part** (или <CTRL G>, или бутон ).

2. Въвежда се името **EGND** в полето **Part Name** на диалоговия прозорец **Part Browser**.

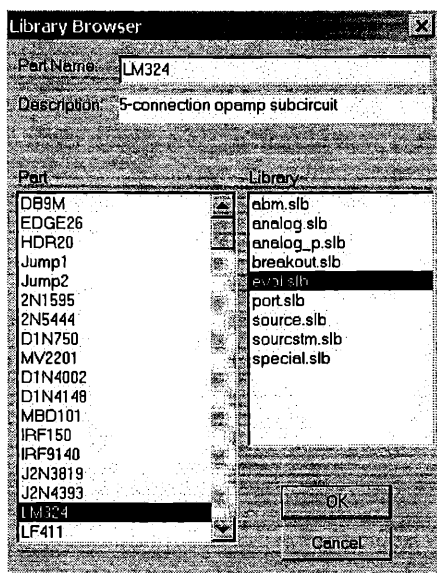
3. Щраква се върху **Place & Close**.

4. Щраква се с мишката върху избрания възел, за да се позиционира символът за заземяване.

5. Щраква се с десен бутон на мишката, за да се прекрати режимът на позициониране.

Във всеки от горните случаи на избиране и позициониране на елементи върху схемата се въвеждаше името на елемента, т.е. считаше се, че то е известно. Ако името на елемента не ни е известно или не сме сигурни как се изписва, или искаме да видим какви елементи са на разположение в библиотеките от елементи

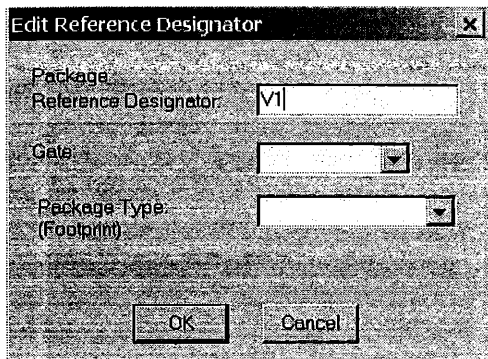
на **PSpice**, в Part Browser може да се избере **Libraries**. Така може да се прегледат елементите във файловете на символната библиотека. С това се отваря нов прозорец (фиг. 2.3), в дясната част на който е показан списък с файловете на символната библиотека.



Фиг. 2.3

Ако щракнем върху името на файл, който искаме да прегледаме, отляво се появява списък с имената на елементите от този библиотечен файл. Можем да изберем елемент от този списък или с двойно щракване върху името, или с единично щракване върху името и щракване върху бутона **OK** и след това **Place&Close**. Позиционирането се извършва както бе описано по-горе.

За да се зададе ново име на елемент от въведената схема (ако е необходимо, за да се получи съответствие с изходната схема), се прави следното: щраква се двукратно върху старото име на елемента, при което се появява диалогов прозорец, озаглавен **Edit Reference Designator** (фиг. 2.4).



Фиг. 2.4

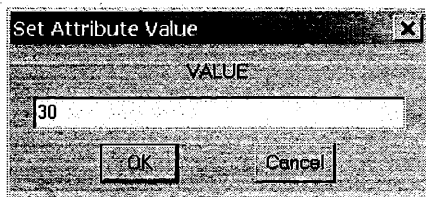
Въвежда се новото име в полето Package Reference Designator и се щраква върху **OK**, за да се излезе от прозореца.

По същия начин може да се сменят стойностите на елементите, които при първоначалното позициониране са стойности по подразбиране:

- съпротивленията на резисторите са по 1 k Ω ;
- капацитетите на кондензаторите са по 1 nF;
- индуктивностите на бобините са по 10 μ H.

Затова подразбиращите се стойности трябва да се сменят със зададените стойности за конкретната задача, като:

1. Двукратно се щраква върху стойността 1 k Ω на R1. Появява се прозорец озаглавен Set Attribute Value (фиг. 2.5).



Фиг. 2.5

2. Въвежда се стойност 30 в текстовото поле Value на отворения прозорец.

3. Излиза се от прозореца с щракване върху **OK** или с натискане на клавиш **<Enter>**.

Тази процедура се повтаря и за стойностите на резисторите R2, R3 и R4.

За да се зададат подходящи означения (номера) на възлите на схемата, което облекчава интерпретацията на резултатите, се прави следното:

1. Двойно щракване върху проводника, съединяващ източниците V1 и I1.

2. Въвежда се символ 1 в текстовия прозорец, озаглавен LABEL.

3. Щраква се върху **OK** или се натиска <Enter>.

4. Двойно щракване върху проводника, съединяващ R1 и възела вляво от него.

5. Въвежда се символ 2 в текстовия прозорец LABEL.

6. Щраква се върху **OK** или се натиска <Enter>.

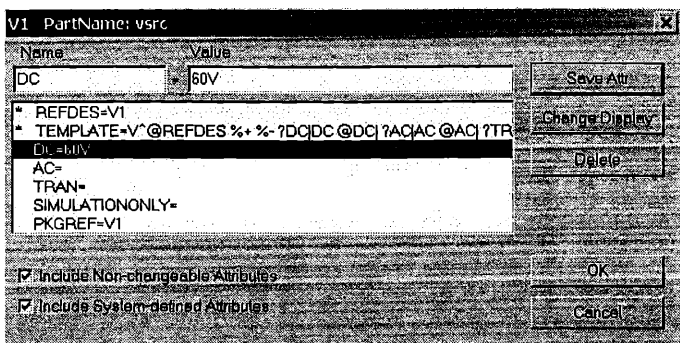
7. Двойно щракване върху проводника, съединяващ R1 и десния възел.

8. Въвежда се символ 3 в текстовия прозорец LABEL.

9. Щраква се върху **OK**, за да се приключи въвеждането.

След това се задават стойности на източниците на е.д.н. и е.д.т.

1. Двойно щракване върху графичния символ на източника V1 Появява се прозорецът, показан на фиг. 2.6.



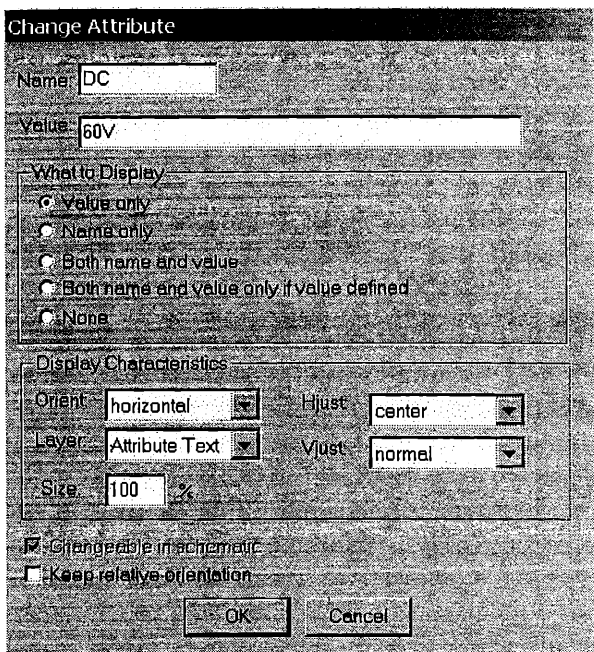
Фиг. 2.6

2. Щракване върху атрибута DC.

3. Въвежда се 60V в полето VALUE.

4. Щраква се върху бутона **Save Attr.** или се натиска **<Enter>**.


5. За да се изобрази въведената стойност върху схемата, се щраква върху бутон **Change Display** и в отворения при това действие прозорец **Change Attribute** (фиг. 2.7) се маркира избор **Value only**, след което се излиза с **OK**.



Фиг. 2.7

6. Щраква се върху **OK**, за да се прекрати редактирането на атрибутите на източника.

По подобен начин се задават стойност 30V на атрибута DC на източника V2 и стойност 7A на атрибута DC на източника I1.

За тази верига не е необходимо да се задава явно вида на анализа (избор **Analysis/Setup**, или бутон ), защото постояннотоковият анализ е подразбиращият се вид анализ за **PSpice**.

Преди да бъде стартиран анализът на схемата, тя трябва да се запише във файл. Това става така:

1. Избира се **File/Save As**.


След това обикновено е необходимо да се промени пътеката до подходяща директория, в която ще се съхраняват файловете. Иначе файловете ще се записват в главната директория на **PSPice**, което не е желателно.

2. Въвежда се подходящо име за схемния файл, например `test1`.

3. Щраква се върху **OK** или се натиска **<Enter>**.



С това данните за въведената схема се записват във файлове с имена `test1.sch` и `test1.cir`.

Стартиране на PSPice

След като е създадена схемата със схемния редактор **Schematics**, постояннотоковият анализ се извършва чрез избор **Analysis/Simulate** или чрез натискане на функционален клавиш **<F11>**, или с бутон . С това се стартира симулатора **PSPice A/D** и се показва екран, даващ информация за хода на симулацията. **PSPice A/D** прочита схемните файлове `test1.sch` и `test1.cir` и записва резултатите от постояннотоковия анализ (изчислението на постояннотоковата работна точка) в изходен файл с име `test1.out`. Този изходен файл, който съдържа също топологичното описание на схемата и описание на елементите ѝ, може да се разгледа с избор **Analysis/Examine Output**. При наличие на синтактични грешки в описанието на схемата или при аномалии при изпълнението на анализа в изходния файл се извеждат подходящи съобщения.

В следващите редове са показани резултатите от изчислението на постояннотоковата работна точка, така както са записани в изходния файл:

Вижда се, че са показани резултатите за потенциалите във възлите и токовете в източниците на напрежение.

След завършване на постояннотоковия анализ, резултатите (потенциалите на възлите и токовете в клоновете) могат да се изобразят върху схемата, с щракване върху бутоните  и  от лентовото меню на **Schematics**. Тези резултати са показани на фиг. 2.9.

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE=27.000 DEG C

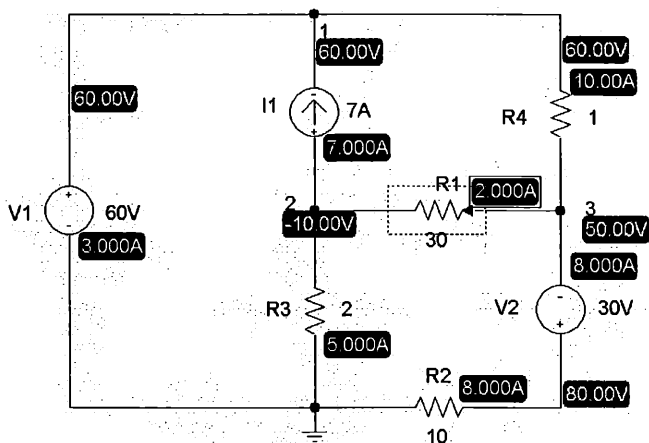
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE

(1) 60.0000 (2) -10.0000 (3) 50.0000 (\$N_0001) 80.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
V_V1	-3.000E+00
V_V2	-8.000E+00

Фиг. 2.8



Фиг. 2.9

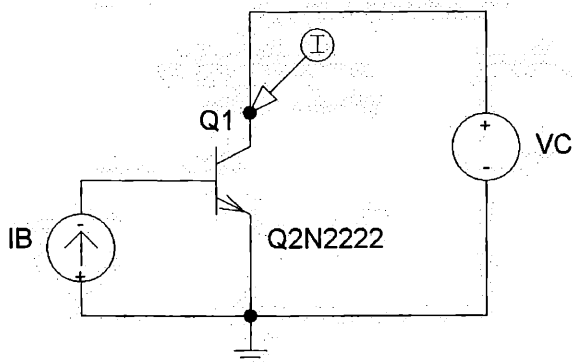
Ако се щракне върху някоя от показаните стойности на токовете, се появява червена стрелка, която указва посоката на тока.

Получените стойности на токовете може да се проверят чрез прилагане законите на Кирхоф и обобщения закон на Ом, а също може да се направи и баланс на мощностите, който дава $P_{\Gamma} = P_{K} = 910 \text{ W}$.

2.3. Изчисление на предавателна характеристика по постоянен ток (DC Sweep)

Тази възможност е демонстрирана с проста схема за получаване на семейството изходни характеристики $U_c = f(I_c)$, на би-

полярен транзистор, свързан в схема с общ емитер, при различни стойности на базовия ток. Схемата се състои от биполярен транзистор, източник на ток, който захранва базовата верига, и източник на напрежение, който захранва колекторната верига на транзистора (фиг. 2.10).



Фиг. 2.10

Въвеждане на схемата

Стартира се графичният редактор **Schematics** с двукратно щракване върху иконката му  от десктопа.

Позиционира се биполярен транзистор от **n-p-n** тип **2N2222**

1. Избира се **Draw/Get New Part** (или **<CTRL G>**, или бутон )

2. Въвежда се името **Q2N2222** в полето **Part Name** на диалоговия прозорец **Part Browser**.

3. Щраква се върху **Place & Close**.

4. Щраква се с мишката върху мястото от страницата, където трябва да се позиционира символът на транзистора.

5. Щраква се с десен бутон на мишката, за да се прекрати режимът на позициониране.

Позиционира се източник на постоянен ток **I_B**

1. Избира се **Draw/Get New Part** (или **<CTRL G>**, или бутон )

2. Въвежда се името ISRC в полето Part Name на диалоговия прозорец Part Browser.

3. Щраква се върху **Place & Close**.

4. Щраква се с мишката върху мястото от страницата, където трябва да се позиционира символът на източника на ток.

5. Щраква се с десен бутон на мишката, за да се прекрати режимът на позициониране.

6. Променя се името на източника от подразбиращото се I1 на IВ с двукратно щракване върху него и смяна на името в текстовото поле.

Позициониране на източника на постоянно е.д.н. VC

1. Избира се **Draw/Get New Part** (или <CTRL G>, или бутон ).


2. Въвежда се името VSRC в полето Part Name на диалоговия прозорец Part Browser.


3. Щраква се върху **Place & Close**.

4. Щраква се с мишката върху мястото от страницата, където трябва да се позиционира символът на източника на е.д.н.


5. Щраква се с десен бутон на мишката за да се прекрати режимът на позициониране.

6. Променя се името на източника от V1 на VC с двукратно щракване върху него и смяна на името в текстовото поле.

Свързват се елементите на схемата с избор **Draw/Wire** или с бутон  и се позиционира символът за заземяване EGND.

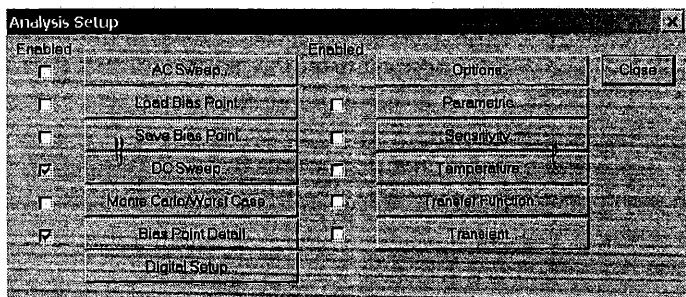
Позиционира се маркер за наблюдаване на колекторния ток с избор **Markers/Mark Current into Pin** (или с бутон ) и придвижване на символа на маркера до колектора на транзистора.

Настройка на вида на анализа

Настройката на вида на анализа се извършва с избор **Analysis/Setup** (или с бутон ), при което се отваря прозорецът, показан на фиг. 2.11, по следния начин:

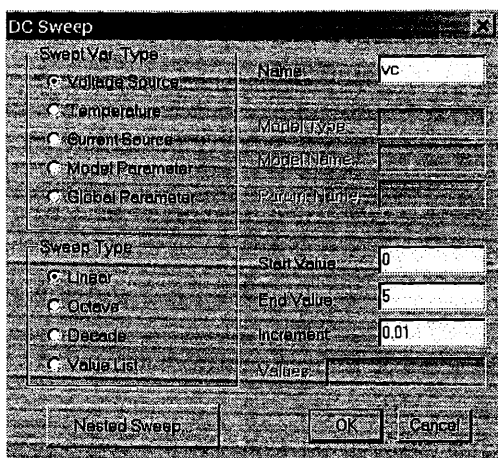
1. Маркира се режим **DC Sweep** (щраква се с мишката в празното квадратче, намиращо се вляво от надписа **DC Sweep**,

при което в него се появява отметка, което показва, че съответният режим е избран).



Фиг. 2.11

1. Щраква се върху бутона с надпис **DC Sweep**, с което се влиза в прозореца (фиг. 2.12) за настройка на режима.



Фиг. 2.12

3. Маркира се избор Voltage Source (източник на напрежение) за вида на променливата, с щракване в кръгчето вляво от него. При това в него се появява черна точка, признак, че е избрана съответната опция.

4. Маркира се избор Linear (линейно изменение) за начина на изменение на променливата величина.

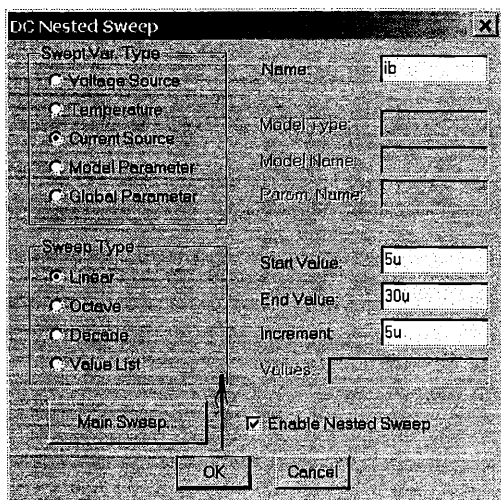
5. Въвежда се името на променливата величина VC в полето Name (име).

6. Въвежда се стойност 0 (т.е. 0V) за Start Value (начална стойност).

7. Въвежда се стойност 5 (т.е. 5V) за End Value (крайна стойност).

8. Въвежда се стойност 0.01 (т.е. 0.01V) за Increment (стъпка).

9. Щраква се върху бутон **Nested Sweep**, за да се зададат параметрите за втората променлива величина – базовия ток IB. Появява се прозорецът, показан на фиг. 2.13.



Фиг. 2.13

10. Маркира се избор Current Source (източник на ток) за вида на променливата.

11. Маркира се избор Linear (линейно изменение) за типа на изменението.

12. Въвежда се името на променливата величина IB в полето Name (име).

13. Въвежда се стойност 5 μ (т.е. 5 μ A) за Start Value (начална стойност).

14. Въвежда се стойност 30 μ (т.е. 30 μ A) за End Value (крайна стойност).

15. Въвежда се стойност 5μ (т.е. $5\mu\text{A}$) за Increment (стъпка).


16. Маркира се избор Enable Nested Sweep (разрешено вложено вариране) с щракване в квадратчето вляво от надписа.

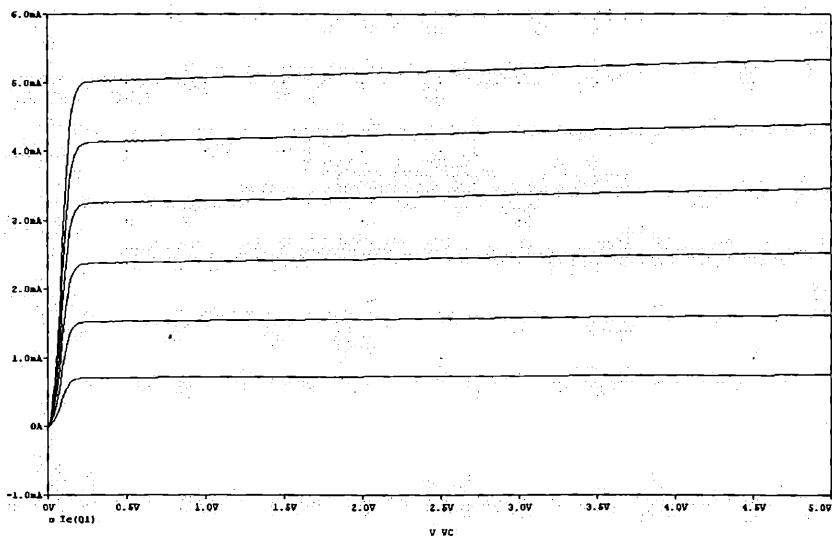
17. Щраква се върху бутон **ОК**, с което се излиза от настройката **DC Sweep**.

18. Щраква се върху бутон **Close**, с което се излиза от Setup.

Стартиране на анализа и разглеждане на резултатите

Анализът на схемата се стартира с избор **Analysis/Simulate**

или с клавиш **<F11>**, или с бутон .



Фиг. 2.14

След завършване на анализа автоматично се стартира Probe и се визуализира семейството характеристики на транзистора $I_c = I_c(V_c)$ при различни стойности на базовия ток (фиг. 2.14).

2.4. Променливотоков анализ при една честота

В теоретичната електротехника един често срещан тип задачи е променливотоковият анализ при една честота. В PSpice няма специален режим за тази цел, но може да се използва ре-

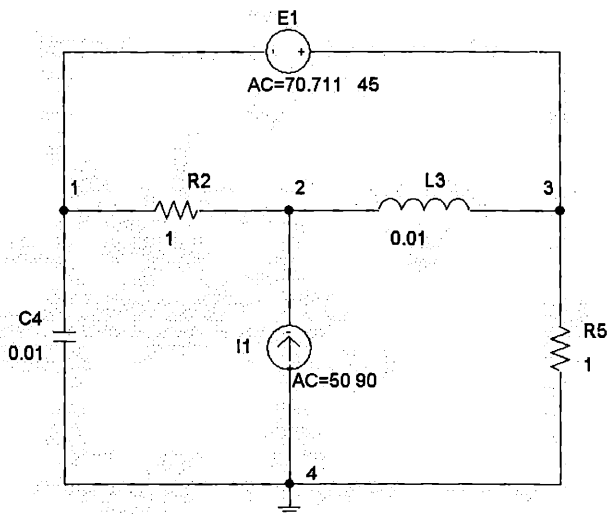
жимът **Честотен анализ (AC Sweep)**, като се задава анализ при една честота, вместо в обхват от честоти.

На фиг. 2.15 е показана схемата на сложна верига, в която действуват източник на синусоидално електродвижещо напрежение и източник на синусоидален електродвижещ ток. Дадени са:

$$e_1(t) = 100 \sin(100t + 45^\circ) V; j_e(t) = 50\sqrt{2} \sin(100t + 90^\circ) A$$


$$R_2 = R_5 = 1 \Omega; L_3 = 0.01 H; C_4 = 0.01 F;$$

Търсят се комплексите на всички токове. Да се направи също баланс на активната мощност.



Фиг. 2.15

Въвеждане на схемата

Стартира се графичният редактор **Schematics** с бутон  от десктопа.

Позициониране на източника на е.д.н.:

1. Избира се **Draw/Get New Part** (или <CTRL G>, или бутон ).

2. Въвежда се името VSRC в полето Part Name на диалоговия прозорец Part Browser.


3. Щраква се върху **Place & Close**.

4. Щраква се с мишката върху мястото от страницата, където искаме да позиционираме източника V1.


5. Щраква се с десен бутон, за да се прекрати режимът на позициониране.

6. Сменя се името на източника на е.д.н. от V1 на E1.

Позиционирането на символите на източника на ток, двата резистора, кондензатора и бобината върху схемата се извършва по аналогичен начин с използване на избор **Draw/Get New Part**

(или <CTRL G>, или бутон ) и съответно с имена на елементите ISRC, R, C и L. Променят се автоматично присвоените имена от PSpice с нови – R2, R5, L3, C4.

При позиционирането пасивните елементи (R, L, C), които трябва да са вертикални, бяха завъртяни три пъти, при което левият им извод (началото) се оказва отгоре, а десният извод (краят) се оказва отдолу. Това се прави за еднаквост, така че всички вертикални пасивни елементи да имат посоки на токовете надолу, към земя. PSpice приема подразбиращи се посоки на токовете в пасивните елементи от ляво на дясно (от начало към край на елемента). При източниците правилото е друго – токът се приема насочен от “+” към “-“ извода на източника.

Свързват се елементите с проводници, използвайки режим **Draw/Wire** или <CTRL W>, или бутон .

Позиционира се общата маса (елемент EGND).

Сменят се подразбиращите се стойности на елементите R2, R5, L3 и C4 със стойности съответно 1, 1, 0.01, 0.01.


Стойността на източника на синусоидално е.д.н. се задава с двукратно щракване върху символа на източника и задаване на стойност на параметъра AC равна на 70.711 45 (първото число е ефективната стойност, второто число е началната фаза в градуси).

Стойността на източника на синусоидален електродвижещ ток се задава с двукратно щракване върху символа на източника и задаване на стойност на параметъра AC равна на 50 90 (първото число е ефективната стойност, второто число е началната фаза в градуси).

Засега честотата на източниците не се задава, тя ще бъде зададена по-късно, при дефинирането на режима на анализ.

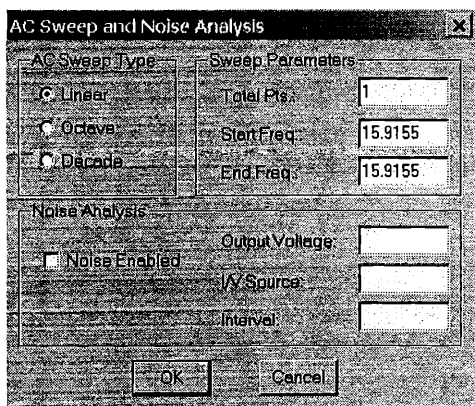
Означават се възлите 1, 2, 3, и 4 чрез двукратно щракване върху съответните части от проводниците и задаване на означение (номер) в прозореца Label. Това облекчава идентификацията на резултатите в Probe.

Настройка на вида на анализа

Настройката на вида на анализа се извършва с избор **Analysis/Setup** (или с бутон ) по следния начин:

1. Маркира се режим **AC Sweep** (щраква се с мишката в празното квадратче, намиращо се вляво от надписа **AC Sweep**, при което в него се появява отметка указваща, че съответстващият режим е избран)

2. Щраква се върху бутона с надпис **AC Sweep**, с което се влиза в прозореца (фиг. 2.16) за настройка на режима честотен анализ.



Фиг. 2.16

3. Остава се **Linear** за вида на изменението на честотата – **AC Sweep Type**.

4. Въвеждат се параметрите на изменението на честотата, **Sweep Parameters**:

5. Въвежда се стойност 1 за параметъра **Total Pts**. (общ брой точки);

6. Въвежда се стойност 15.9155 за начална честота (съответстваща на ъглова честота $\omega = 2\pi f = 100$);



7. Въвежда се същата стойност за крайната честота.

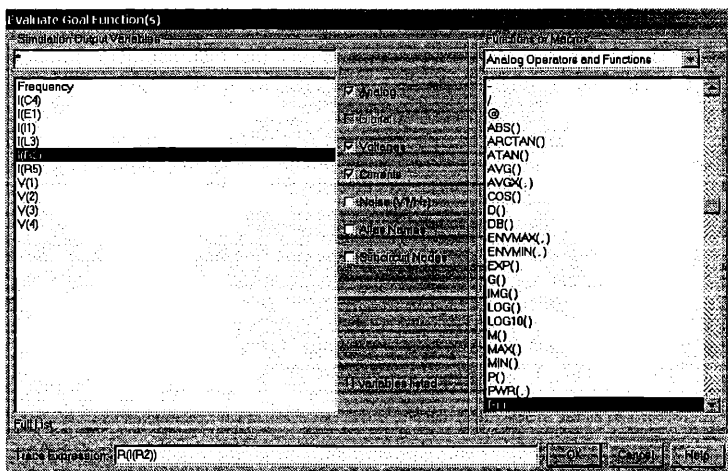
8. Щраква се върху **OK**, с което се излиза от прозореца AC Sweep.

9. Щраква се върху бутон **Close**, с което се излиза от прозореца Setup.

Стартиране на анализа и разглеждане на резултатите

Анализът на схемата се стартира с избор **Analysis/Simulate**

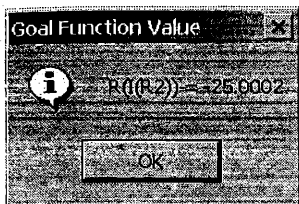
или с клавиш <F11>, или бутон . След завършване на анализа автоматично се стартира **Probe**. Тук честотни характеристики няма да се визуализират. Задачата е да се получат комплексите на токовете в клоновете. Това може да стане като се използва режим **Trace/Eval Goal Functions** или бутон  от лентата с инструментите на **Probe**. Влиза се в прозореца, показан на фиг. 2.17.



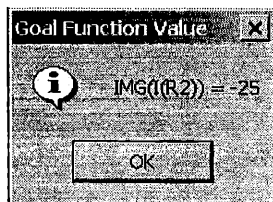
Фиг. 2.17

От лявата страна са показани изчислените величини (броят им може да се ограничи с де-маркиране на опциите Noise, Alias Names, и Subcircuit Nodes), а отдясно са показани различни математически функции. За да получим комплексите на токовете,

ще използваме функциите за избор на реална част и на имагинерна част на комплексна величина: $R(\)$ и $IMG(\)$, намиращи се в списъка Analog Operations and Functions. Първо се избира функцията с щракване върху нея, с което тя се копира в полето Trace Expression. След това се щраква върху величина от лявата половина, при което тя се копира като аргумент на вече избраната функция. Натиска се **OK** и резултатът се изобразява в малък прозорец (фиг. 2.18). В него са показани резултатите за реалната (фиг. 2.18a) и имагинерната (фиг. 2.18б) части на тока през R2.



a



б

Фиг. 2.18

За търсените токове се получават следните резултати:

$$I(R2) = -25 - j25 \text{ A (с посока надясно)}$$

$$I(R5) = 25 + j75 \text{ A (с посока надолу)}$$

$$I(E1) = -50 - j50 \text{ A (с посока наляво)}$$

$$I(L3) = -25 + j25 \text{ A (с посока надясно)}$$

$$I(C4) = -25 - j25 \text{ A (с посока надолу)}$$

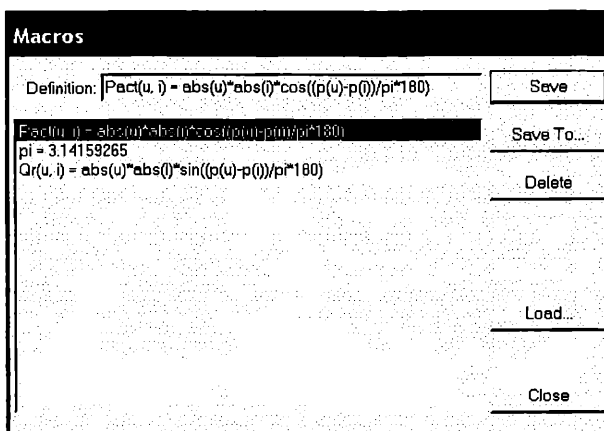
За баланса на активната мощност е необходимо да се дефинира макрос, който да изчислява активната мощност на елемент (по формулата $P = UI \cos \varphi$), при зададени параметри – комплексите на тока и напрежението на елемента. Това се прави с избор **Trace/Macros...** (фиг. 2.19) и въвеждане в полето Definition на израза за макроса:

$$Pact(u, i) = abs(u) * abs(i) * cos((p(u) - p(i)) / 180 * pi)$$

и щракване върху бутон **Save**. В този израз функцията $p(u)$ дава фазата на първия аргумент в радиани, а $p(i)$ дава фазата на втория аргумент в радиани.


Аналогично, за реактивната мощност $Q = UI \sin \varphi$ се въвежда макроса

$$Qr(u, i) = \text{abs}(u) * \text{abs}(i) * \sin((p(u) - p(i)) / 180 * \pi)$$



Фиг. 2.19

Консумираната активна мощност може да се получи като сума от активните мощности в резисторите R2 и R5, а генерираната мощност – като сума от активните мощности на източниците E1 и I1. Отделните мощности се получават с избор **Trace/Eval**

Goal Function (или бутон ) , от падащия списък в дясно се избира **Macros**, след това се избира **Pact(,)** , въвеждат се подходящите аргументи и **ОК**. Получават се следните резултати:

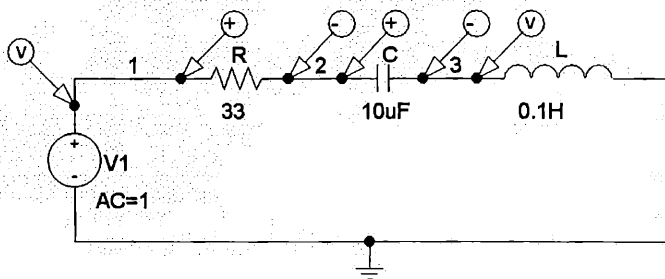
$Pact(V(3), I(R5))=6250.03$	(активна мощност в R5)
$Pact((V(1)-V(2)), I(R2))=1250.01$	(активна мощност в R2)
$Pact((V(1)-V(3)), I(E1))=5000.05$	(активна мощност в E1)
$Pact(V(2), I(I1))=2500$	(активна мощност в I1)

Общата консумирана активна мощност се получава като сума от мощностите в R2 и R5: $P_k=7500.04 \text{ W}$, а общата генерирана активна мощност се получава като сума от мощностите на източниците E1 и I1: $P_r=7500.05 \text{ W}$. Малката разлика в 6-тия знак се дължи на крайната точност на задаване на десетичните

числа за ефективната стойност на $E1$ и за честотата f , както и на крайната точност на изчисленията с плаваща запетая в PSpice.

2.5. Честотен анализ (AC Sweep)

На фиг. 2.20 е показана схемата на последователен RLC двуполусник, включен към източник на променливо е.д.н. Честотната характеристика на тока в двуполусника може да бъде получена като се изменя в определени граници честотата на захранващия източник. Такова изменение може да се зададе с избор на режим AC Sweep (буквалният превод е “променливотокова развивка”, но в Теоретичната електротехника е възприет терминът “честотен анализ”, затова по-нататък ще използваме него).



Фиг. 2.20

Въвеждане на схемата

Стартира се графичният редактор Schematics с двукратно щракване върху иконката му .

Позициониране на източника на е.д.н.:


1. Избира се Draw/Get New Part (или <CTRL G>, или бутон )


2. Въвежда се името VSRC в полето Part Name на диалоговия прозорец Part Browser.

3. Щраква се върху Place & Close.

4. Щраква се с мишката върху мястото от страницата, където искаме да позиционираме източника V1.

5. Щраква се с десен бутон, за да се прекрати режимът на позициониране.


Позиционирането на символите на резистора, кондензатора и бобината върху схемата се извършва по аналогичен начин с използване на избор **Draw/Get New Part** (или <CTRL G>, или с бутон ) и съответно имена на елементите R, C и L.

Свързват се елементите с проводници, използвайки режим **Draw/Wire** или <CTRL W>, или бутон .


Позиционира се общата маса (елемент EGND).

Сменят се подразбиращите се стойности на елементите R, C и L със стойности съответно 33Ω, 10μF и 0.1H.

Ефективната стойност на източника на синусоидално е.д.н. се задава с двукратно щракване върху символа на източника и задаване на стойност на параметъра AC равна на 1 V.

Поставят се маркери с избор **Markers/Mark Voltage** (или с бутон ) за наблюдаване на напреженията върху източника и върху бобината и с избор **Markers/Mark Voltage Differential** – за наблюдаване на напреженията върху резистора и кондензатора.

Настройка на вида на анализа

Настройката на вида на анализа се извършва с избор **Analysis/Setup** (или с бутон ) по следния начин:

1. Маркира се режим **AC Sweep** (щраква се с мишката в празното квадратче, намиращо се вляво от надписа **AC Sweep**, при което в него се появява отметка, указваща, че съответстващият режим е избран)

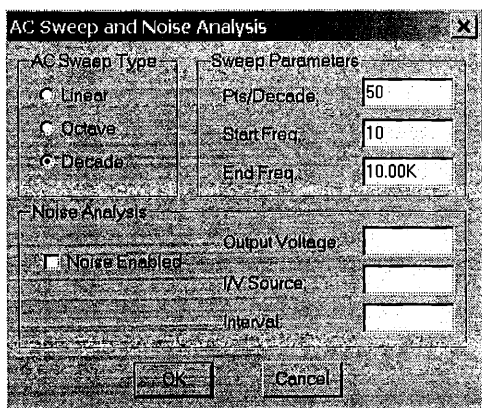
2. Щраква се върху бутона с надпис **AC Sweep**, с което се влиза в прозореца за настройка на режима честотен анализ (фиг. 2.21).

3. Маркира се избор **Decade** (логаритмично изменение на декада) за вида на изменението на честотата – **AC Sweep Type**.

4. Въвеждат се параметрите на изменението на честотата, **Sweep Parameters**:

5. Въвежда се стойност 50 за параметъра **Pts/Decade** (брой точки на декада);

6. Въвежда се стойност 10 (т.е. 10Hz) за параметъра Start Freq. (начална честота);




Фиг. 2.21

7. Въвежда се стойност 10к (т.е. 10kHz) за параметъра End Freq. (крайна честота).

8. Щраква се върху **ОК**, с което се излиза от прозореца AC Sweep.

9. Щраква се върху бутон **Close**, с което се излиза от прозореца Setup.

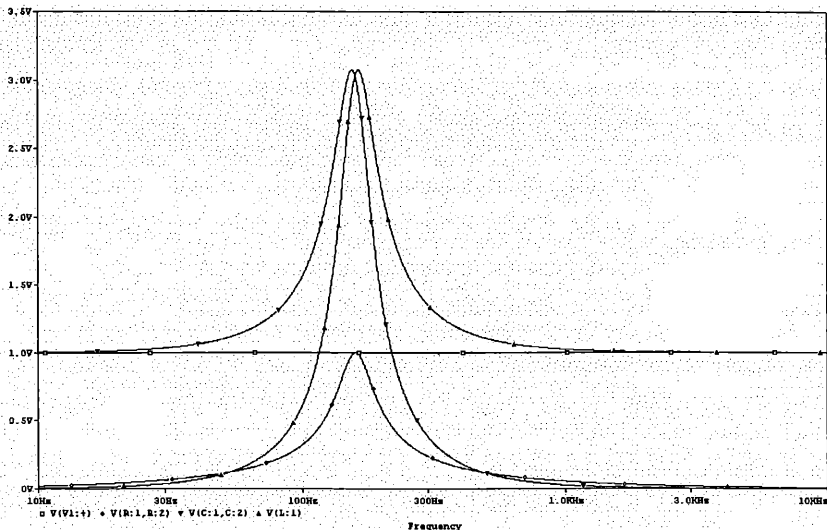
Стартиране на анализа и разглеждане на резултатите
Анализът на схемата се стартира с избор **Analysis/Simulate**

или с клавиш <F11>, или с бутон .

По принцип честотният анализ отнема повече време, което зависи от зададения брой точки в честотната характеристика.

Разумният брой точки е в границите 100-200. В този пример точките са 150 (3 декади по 50 точки на декада). При голям брой точки изчислителното време и изходният файл от анализа могат да станат недопустимо големи.

След завършване на анализа автоматично се стартира **Probe** и се визуализират честотните характеристики на напреженията върху елементите (фиг. 2.22).




Фиг. 2.22

Анализ на графичните резултати в Probe, използвайки курсори

От честотната характеристика на тока в двуполусника могат да се определят резонансната честота и лентата на пропускане. Фактически ще бъде използвана характеристиката на напрежението върху резистора U_R , защото $U_R=R.I$.


1. За по-голяма яснота в прозореца на **Probe** ще бъде оставена само характеристиката на U_R , а останалите характеристики ще бъдат изтрити. Това става, като те се маркират с щракване върху буквените им означения в легендата, разположена отдолу на графичното поле. За маркиране на повече от една графика щракването се прави при натиснат клавиш **<Shift>**. При маркирането тези буквени означения се оцветяват в червено. След това се натиска клавиш **<Delete>** и с това маркираните графики се изтриват.

2. Курсорите се активират с избор **Trace/Cursor/Display** (или с бутон ) , при което се отваря един малък прозорец (фиг. 2.23), озаглавен **Probe Cursor**, в който са дадени координатите на двата курсора, които могат да се използват.

Probe Cursor		
A1 =	10.000,	1.0000
A2 =	10.000,	1.0000
dif=	0.000,	0.000

Фиг. 2.23

С A1 са означени координатите на първия курсор, с A2 са означени координатите на втория курсор, а с dif е означена разликата в координатите им. Курсорите представляват всъщност пресечните точки на една хоризонтална и една вертикална пунктирана линия. Курсор A1 е свързан с левия бутон на мишката и е с по-гъст пунктир, а курсор A2 е свързан с десния бутон на мишката и е с по-рядък пунктир. Първоначално и двата курсора са разположени в началото на графика.

3. Избира се **Trace/Cursor/Max** (или бутон ) , с което се определя максимумът на показаната крива $U_R=U_R(f)$. В резултат на този избор курсорът A1 се премества в максимума на кривата, като вертикалната му линия показва честотата, при която се намира максимумът. Числената стойност на честотата може да се отчете от първата координата на курсор A1 (Фиг. 2.24), в случая 158.489Hz. Втората координата е ординатата на хоризонталната линия на курсора, т.е. максималната стойност на U_R , в случая 0.9997 V.

Probe Cursor		
A1 =	158.489,	0.9997
A2 =	10.000,	20.812m
dif=	148.489,	978.865m

Фиг. 2.24

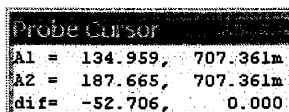
4. Вторият курсор ще бъде използван, за да се определи честотната лента на характеристиката (обикновено на ниво 0.707 от максимума, който в случая е 1).

а) За целта курсор A1 се позиционира, като се придвижва стрелковият курсор към точка от левия склон от кривата с ординатата приблизително 0.7 и се щраква с ляв бутон на мишката. Кръстовидният курсор A1 се премества в тази точка, а координатите му (на пресечната точка на двете линии, съставлящи курсора) се появяват в прозореца Probe Cursor. За да се настрои точ-

но ординатата на стойност 0.707, може да се използва клавиш <лява стрелка> или клавиш <дясна стрелка>, или да се приложи влачене на курсора A1 по кривата докато се получи желаната ордината.

б) Курсор A2 се позиционира, като се придвижва стрелковият курсор към точка от десния склон от кривата с ордината приблизително 0.7 и се щраква с десен бутон на мишката. Кръстовидният курсор A2 се премества в тази точка, а координатите му се появяват в прозореца Probe Cursor. За да се настрои точно ординатата на стойност 0.707, може да се използват клавиши <Shift><лява стрелка> или клавиши <Shift><дясна стрелка>, или да се приложи влачене на курсора A2 по кривата, докато се получи желаната ордината.

в) Честотната лента е равна на разликата между честотите (абсцисите), при които токът има стойност 0.707 от максимума си. Отчита се от първата координата на разликовата променлива dif в прозореца **Probe Cursor** (фиг. 2.25), а именно 52.706 Hz. Знакът минус се игнорира, или за да се получи положителна стойност за Δf , може да се разменят местата на курсорите.



Probe Cursor	
A1 =	134.959, 707.361m
A2 =	187.665, 707.361m
dif=	-52.706, 0.000

Фиг. 2.25

Q-факторът на RLC веригата се изчислява със съотношението:

$$Q = f_0 / \Delta f = 158.489 / 52.706 = 3.007.$$

Тази стойност може да се провери, като се изчисли Q-факторът по другата му дефиниция, а именно колко пъти напрежението върху някой от реактивните елементи превишава напрежението на входа на веригата при резонансната честота. И наистина това отношение е $\cong 3$, което може да се провери, като се измерят тези напрежения с курсорите.

Тези резултати могат да се сравнят с аналитичните резултати от [1], които се получават с използване на формули:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 159.1549 \text{ Hz} \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = 100\Omega \quad Q = \frac{\rho}{R} = 3.03$$

Разликата между аналитичните и числените резултати се дължи на ограниченият брой точки, в които е получено численото решение (150). Ако този брой се увеличи, точността на численото решение също ще се увеличи, но за сметка на удълженото изчислително време и по-големите размери на изходния файл, test1.dat, чрез който се прехвърлят резултатите от анализиращия модул към постпроцесора **Probe**.


Качественият фактор може да се определи и с макрос, който използва целевите функции за определяне на резонансна честота CenterFreq(1,db_level) и за определяне на честотна лента Bandwidth(1,db_level). В аргументите на тези функции "1" означава името на характеристиката (графиката), на която се търси лентата или централната честота, а "db_level" е нивото в децибели, на което се определят тези величини (обикновено -3 dB, но тук се взема само абсолютната му стойност 3). Дефинират се всъщност три макроса, Fc, BW и Q, като изследваната величина се представя в децибели:

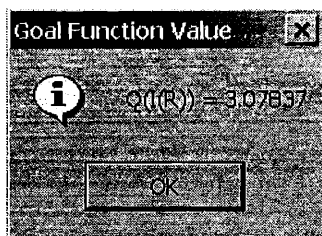
За централна честота: $Fc(A) = \text{CenterFreq}(\text{db}(A), 3)$

За честотна лента : $BW(A) = \text{Bandwidth}(\text{db}(A), 3)$

За Q-фактора: $Q(A) = Fc(A)/BW(A)$

Аргументът A е името на характеристиката, чиито параметри се търсят. В случая това е токът във веригата I(R).

С използването на този макрос: избор на бутон , въвеждането на израз Q(I(R)) в полето Trace Expression и **OK**, за качественият фактор се получава Q=3.07837 (фиг. 2.26).

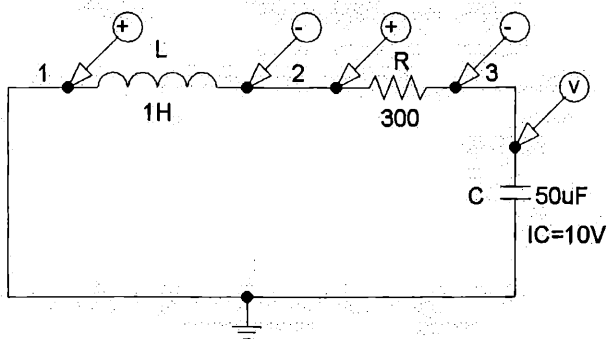


Фиг. 2.26

Двата курсора могат да се асоциират с две различни криви от прозореца, като се щракне върху съответния символ от легендата на кривата. Тогава символът от легендата се загражда с квадрат с пунктир, като за втория курсор пунктирът е по-разреден – съответства на пунктирните линии, образуващи съответния кръстовиден курсор.

2.6. Анализ на преходен процес (Transient analysis)


Анализът на преходен процес с използването на PSpice ще бъде демонстриран за една проста верига, в която кондензатор с капацитет $C=50\mu\text{F}$, предварително зареден до напрежение 10V , се разрежда през последователно свързани бобина с индуктивност $L=1\text{H}$ и резистор със съпротивление $R=300\ \Omega$. (фиг. 2.27).





Фиг. 2.27

Целта на анализа е получаването на графичните зависимости на $i(t)$, $u_L(t)$ и $u_C(t)$.

Въвеждане на схемата

Стартира се графичният редактор **Schematics** с двукратно щракване върху иконката .

Позиционирането на символите на резистора, кондензатора и бобината върху схемата се извършва както в предходните примери с използване на избор **Draw/Get New Part** (или <CTRL G>, или с бутон ) и позициониране на елементите R, L и C.

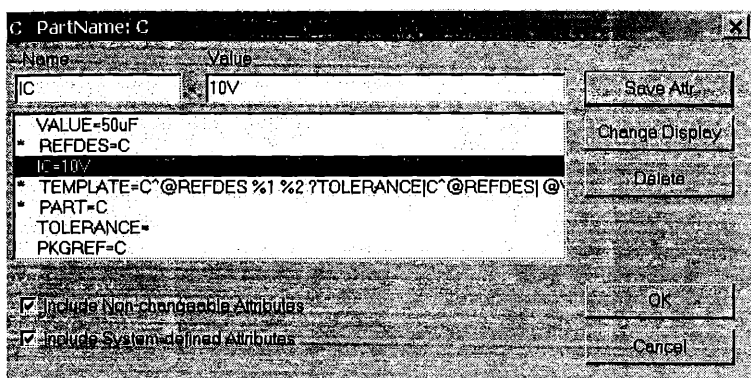
Свързват се елементите с проводници, използвайки режим **Draw/Wire** или **<CTRL W>**, или бутон .

Позиционира се общата маса (елемент EGND).

Сменят се подразбиращите се стойности на елементите R, L и C със стойностите съответно 300Ω, 1H и 50μF.

Задаването на началните условия $u_C(0)=10V$ и $i_L(0)=0A$ се извършва така:

1. Щраква се двукратно върху графичния символ на кондензатора. В резултат се появява прозорец (фиг. 2.28), в който може да се задават стойността на капацитета на кондензатора (параметър VALUE) и началната стойност на напрежението върху него (параметър IC).



Фиг. 2.28

2. Щраква се върху параметъра IC, в резултат на което името IC се премества в полето Name.

3. В полето Value се въвежда началната стойността на напрежението върху кондензатора 10V.


4. Щраква се върху бутона **Save Attr.**

5. Щраква се върху бутона **Change Display** и в отворения прозорец за атрибута IC се избират (маркират с отметка) опциите Value и Name. Излиза се с **OK** от този прозорец.


Забележка: Тази точка не е задължителна, но тя дава възможност да се изобрази стойността на началното условие до символа на елемента.

б. Щраква се върху бутона **ОК**, с което се излиза от прозореца на елемент **С**.

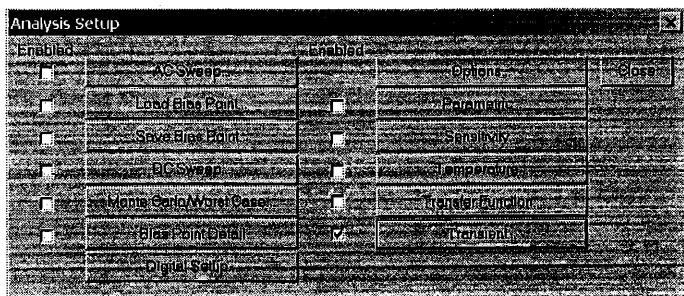
По същия начин се задава началната стойност на тока през бобината, като в случая на параметъра **IC** се задава стойност **0**.

Позиционират се маркери с избор **Markers/Mark Voltage Differential** за наблюдаване на напреженията върху резистора и бобината и **Markers/Mark Voltage** () за наблюдаване на напрежението върху кондензатора.

Настройка на вида на анализа

Настройката на вида на анализа се извършва с избор **Analysis/Setup** или с бутон , по следния начин:

1. Маркира се режим **Transient** от **фиг. 2.29** с щракване с мишката в празното квадратче вляво от бутона с този надпис.

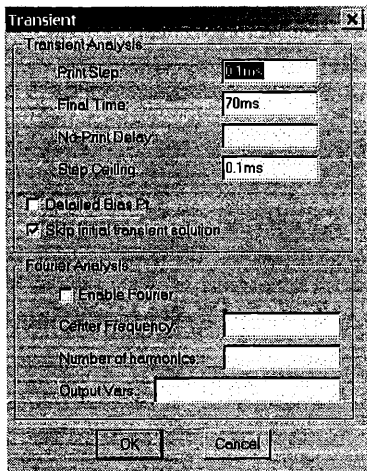


Фиг. 2.29

2. Щраква се върху бутона с надпис **Transient**, с което се влиза в прозореца (**фиг. 2.30**) за настройка на режим анализ на преходен процес.

3. Въвеждат се параметрите в горната половина на прозореца, означена с **Transient Analysis**:

- Въвежда се стойност **0.1ms** за параметъра **Print Step** (стъпка за отпечатване);
- Въвежда се стойност **70ms** за параметъра **Final Time** (крайно време за анализа);



Фиг. 2.30

Забележка: Final Time се задава 3-6 пъти по-голямо от най-голямата времеконстанта на преходния процес. Обикновено Print Step и Step Ceiling се задават равни на Final Time/100 или няколко пъти по-малки от най-малката времеконстанта (при условие че времеконстантите са известни). Ако времеконстантите на веригата не са известни, се избира една произволна стойност на Final Time, например 1 сек., която след това се намалява или увеличава, така че зависимостта от времето на изходните величини да може да се наблюдава нормално, с достатъчно подробности в **Probe**.

- Не се въвежда нищо за параметъра No-Print Delay (начален интервал от време, в който процесът се анализира, но извеждане на резултати не се прави);

- Въвежда се стойност 0.1ms за параметъра Step Ceiling (максимална стъпка във времето, която е допустима при интегрирането);

- Не се маркира квадратчето, означено с Detailed Bias Pt;

- Маркира се с отметка квадратчето, означено със **Skip initial transient solution**.

Забележка: По подразбиране, PSpice определя началните условия при анализа на преходен процес с предварителен посто-

яннотоков анализ. Ако началните условия ще се задават ръчно, както е в разглеждания случай, трябва да се пропусне този първоначален постояннотоков анализ, което се задава с указаното маркиране.

(Във версии 6.2 и по-ранни този избор се нарича *Use Initial Conditions*)


- В долната половина на прозореца, озаглавена *Fourier Analysis*, не се въвежда нищо, защото в тази задача не се изисква Фурие-анализ.

4. Щраква се върху бутон **ОК**, с което се излиза от прозореца *Transient*.

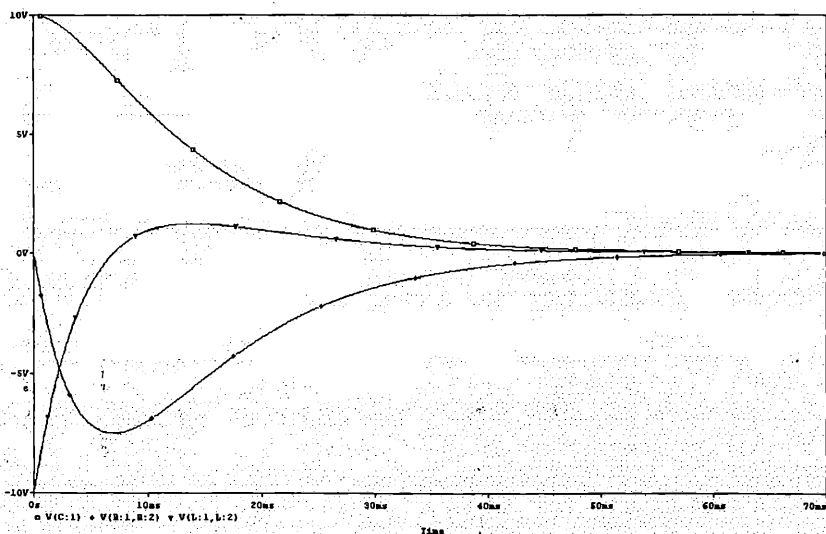
5. Щраква се върху бутон **Close**, с което се излиза от прозореца *Setup*.

Стартиране на анализа и разглеждане на резултатите

Анализът на схемата се стартира с избор **Analysis/Simulate**


или с клавиш **<F11>**, или с бутон .

След завършване на анализа автоматично се стартира *Probe* и се визуализират преходните характеристики на напреженията върху елементите (фиг. 2.31).




Фиг. 2.31

Използвайки меню **Trace/Cursor** може да се определят минималната стойност на напрежението върху резистора и времето, при което тя се получава.

1. Избира се **Trace/Cursor/Display**, (или бутон ) при което се появява прозорчето Probe Cursor (фиг.2.32).

2. Маркира се графиката, която ще се анализира, с курсора, като се щраква върху графичния символ, с който напрежението u_R е означено в легендата отдолу на графичното поле. В резултат малък пунктиран квадрат огражда този символ.

3. Избира се **Trace/Cursor/Min** (или бутон ), при което курсорът отива в точката на минимума на u_R . Отчита се от първия ред (A1) от прозореца Probe Cursor – съответстващ на първия курсор, стойността 6.928m (т.е. 6.928 ms) за времето, при което се получава минимумът, и стойността на минималното напрежение -7.5003V.

Probe Cursor	
A1 =	6.9280m, -7.5003
A2 =	1.0000u, 10.000
diff =	6.9270m, -17.500

Фиг. 2.32

Тези резултати, както и аналитично получените резултати са показани в табл. 2.1.

Таблица 2.1

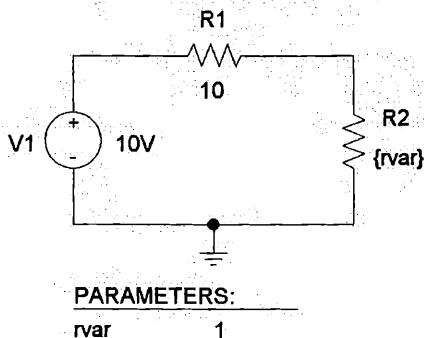
Величина	Размерност	Аналитично	PSpice
$u_{Rmax}=u_R$	V	-7.5	-7.5003
t_m	ms	6.931	6.928

ПРИМЕРИ ОТ АНАЛИЗ НА ЛИНЕЙНИ ВЕРИГИ С PSPICE 9.1

3.1. Предаване на максимална мощност в постоянно- токова верига с използване на анализ DC Sweep

Разглежда се верига, състояща се от реален източник на е.д.н. (представен с последователно съединени идеален източник на е.д.н. $V1=10V$ и вътрешно съпротивление $R1=10\Omega$) и последователно съединено товарно съпротивление $R2$ с неизвестна стойност (фиг.3.1). Търси се каква трябва да бъде стойността на $R2$, така че в него да се предава максимална мощност.

В този пример ще бъде използван режим **DC Sweep** (вариране на променлива при постояннотоков режим), с който ще бъде изчислена зависимостта на мощността в $R2$ като функция от стойността на $R2$, след което тази зависимост ще бъде изчертана и анализирана в постпроцесорния модул **Probe**.



Фиг. 3.1

Въвежда се схемата в графичния редактор **Schematics**:

1. Позиционират се източник на е.д.н. $V1$ (елемент **VSRC**) и два резистора $R1$ и $R2$ (елемент **R**) с избор **Draw/Get New Part**. Резисторът $R2$ се завърта 3 пъти за да заеме вертикално положение-

ние. С това левият му извод ще стане горен, а десният – долен, и посоката на тока в него ще бъде надолу.


2. Свързват се елементите с проводници с избор **Draw/Wire**.

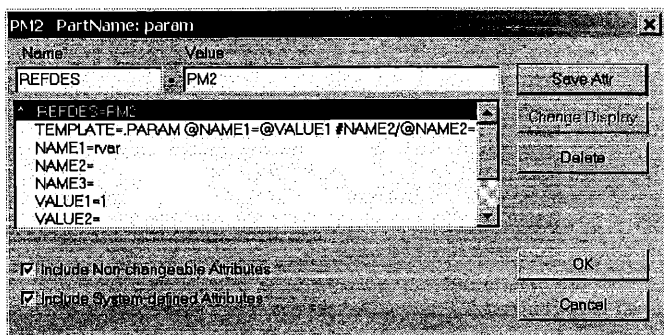
3. Позиционира се обща маса (елемент EGND).

4. Задава се стойност на $V1$, равна на 10V постоянно напрежение (на параметъра DC на елемент $V1$).

5. Променя се стойността на $R1$ на 10 Ω .

Понеже стойността на съпротивлението $R2$ не е известна, вместо числена стойност му се присвоява символна променлива (параметър). За целта се щраква два пъти върху подразбиращата се стойност на $R2$ (1k Ω), след което в отворения прозорец се въвежда име на символна променлива, заградено във фигурни скоби: {rvar}. Фигурните скоби указват, че това е параметър, а не

текст. След това с **Draw/Get New Part**, или бутон  се позиционира елемент PARAM. Той има графичен символ, състоящ се от подчертаната дума PARAMETERS. Позиционира се този символ на подходящо място от екрана. След това с двойно щракване върху символа PARAMETERS се извиква прозорец (фиг. 3.2) с атрибутите му. На атрибута NAME1 се задава името на параметъра rvar, а на атрибута VALUE1 се задава някаква стойност на параметъра (произволна), например 1 Ω .



Фиг. 3.2

Запазват се атрибутите със **Save Attr** и се излиза от прозореца с **OK**. Под надписа PARAMETERS ще се появят името на параметъра и стойността му.

Настройката на вида на анализа се извършва с избор

Analysis/Setup  по следния начин:

1. Маркира се режим **DC Sweep** с щракване с мишката в празното квадратче отляво на надписа DC Sweep (фиг. 3.3).

2. Щраква се върху бутона с надпис **DC Sweep**, с което се влиза в прозореца за настройка на режима.

3. Маркира се избор Global Parameter (глобален параметър) в полето Sweep Var. Type (тип на варираната променлива).

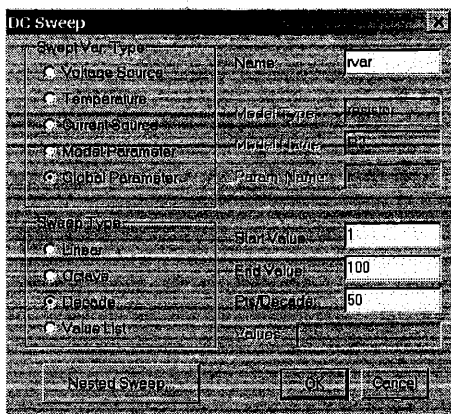
4. Маркира се избор Decade (логаритмично изменение на декада) в полето Sweep Type (начин на изменение на променливата).

5. Въвежда се името на променливата величина *rvar* в полето Name (име).

6. Въвежда се стойност 1 (т.е. 1Ω) за Start Value (начална стойност);

7. Въвежда се стойност 100 (т.е. 100Ω) за End Value (крайна стойност);

8. Въвежда се стойност 50 за Pts./Decade (брой точки на декада).




Фиг. 3.3


9. Щраква се върху бутон **OK**, с което се излиза от настройката на анализа DC Sweep.

10. Щраква се върху бутон **Close**, с което се излиза от **Setup**.

Стартира се анализът с **PSpice** с избор **Analysis/Simulate**,


или с функционален клавиш <F11>, или с бутон . Анализът на постояннотоковия режим се извършва за всяка от стотите стойности (две декади на изменение, по 50 стойности във всяка) на параметъра *rvar* в зададения обхват.


След завършването на анализа постпроцесорът **Probe** се стартира автоматично. Търсената зависимост – мощността в R2 във функция от стойността на съпротивлението *rvar*, се визуализира по следния начин:

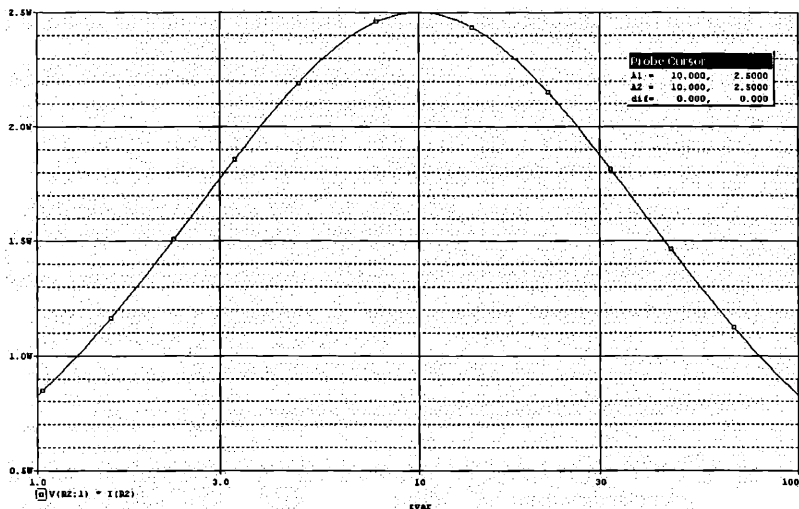
1. Избира се **Trace/Add** от лентовото меню (или с бутон ) , при което се активира прозорец Add Traces.

2. Задава се формулата за мощността в R2, а именно произведението от напрежението върху R2 и тока през него. Щраква се върху означението на напрежението върху R2, $V(R2:1)$. Копие от това означение се появява в полето Trace Command. След това се щраква върху символа за умножение * от десния прозорец, Analog Operators and Functions, при което той се копира в полето Trace Commands. След това се щраква върху означението на тока в R2, $I(R2)$. Копие от това означение се появява след символа за умножение. Щраква се върху бутона **OK** за възприемане на въведената формула.

3. След възприемането на формулата в графичния прозорец се изчертава зависимостта на мощността в R2 от стойността на параметъра *rvar* (фиг. 3.4).

4. Координатите на максимума на тази зависимост се намират с активиране на графичния курсор с избор **Tools/Cursor/Display** (или бутон ) и след това използване на функция за

намиране на максимум – **Tools/Cursor/Max** (или бутон ). В малкия прозорец Probe Cursor, в реда на първия курсор A1 се отчитат координатите на точката на максимума. Първата координатата е абсцисата, т.е. стойността на $R2=rvar=10$, при която се получава максимумът, а втората стойност е ординатата, т.е. стойността на максимум на мощността $P_{max}=2.5W$.



Фиг. 3.4

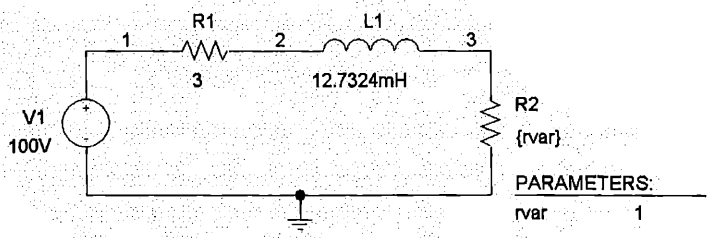
Тези резултати лесно могат да бъдат проверени, защото е известно от [1], че максималната мощност в товарното съпротивление R2 при постоянен ток режим се получава при равенство на вътрешното съпротивление на генератора R1 и това на консуматора R2 ($R_1=R_2=R$). Максималната мощност се дава с формулата

$$P_{\max} = \frac{E^2}{4R} = \frac{10^2}{40} = 2.5W$$

3.2. Предаване на максимална активна мощност от генератор при променливотоков режим с използване на Performance Analysis

Разглежда се верига (фиг. 3.5), състояща се от реален източник на синусоидално е.д.н., включен към товарно съпротивление R2. Реалният източник на е.д.н. е представен с последователно съединени идеален източник на синусоидално е.д.н. V1 с ефективна стойност $V_1=10V$, честота $f=50Hz$ и нулева начална фаза, резистор R1 със съпротивление $R_1=10\Omega$ и бобина с индуктивност $L_1=12.7324mH$. Комплексното вътрешно съпротивление

на реалния източник на синусоидално е.д.н. е $Z_T = R1 + j2\pi f.L1 = 3 + j4 \Omega$.



Фиг. 3.5

Търси се каква трябва да бъде стойността на R2, така че в него да се предава максимална активна мощност.

В този пример ще бъде използван режим **AC Sweep** (честотен анализ). С него обикновено се изследват вериги в зададен обхват на честотата. В разглеждания случай е необходим анализ на синусоидален режим при една честота, $f=50\text{Hz}$, което също е възможно – за долна и горна честота се задава една и съща стойност. Променливотоковият анализ ще бъде извършен за поредица от стойности за R2 в зададен обхват с използване на параметричен анализ и въвеждане на параметър за стойността на R2. Целта е да бъде намерена зависимостта на активната мощност в товарния резистор R2 от стойността на съпротивлението му. Тази зависимост ще бъде изчертана в **Probe** и ще бъдат определени координатите на максимума ѝ.

Въвеждане на схемата в графичния редактор **Schematics**:

1. Позиционират се източник на е.д.н. V1 (елемент VSRC), и два резистора R1 и R2 (елемент R) и бобина L1 (елемент L) с избор **Draw/Get New Part** ().


2. Свързват се елементите с проводници с избор **Draw/Wire** ().

3. Позиционира се обща маса (елемент EGND).

4. Задава се ефективната стойност на източника на е.д.н. $V1=100\text{V}$ (на атрибута AC).

5. Променят се стойността на R1 на 3Ω и на L1 на 12.7324mH .

Понеже стойността на съпротивлението R2 не е известна, вместо числена стойност му се присвоява параметър. За целта се щраква два пъти върху подразбиращата се стойност на R2 (1kΩ), след което в отворения прозорец се въвежда име на символна променлива, заградено във фигурни скоби {*rvar*}. Фигурните скоби указват, че това е параметър, а не текст. След това с **Draw/Get New Part** се позиционира елемент PARAM. Той има графичен символ, състоящ се от подчертаната дума PARAMETERS. Този символ се позиционира на подходящо място от екрана. След това с двойно щракване върху символа PARAMETERS се извиква прозорец с атрибутите му. На атрибута NAME1 се задава името на параметъра *rvar*, а на атрибута VALUE1 се задава някаква стойност на параметъра (произволна), например 1Ω. Запазват се атрибутите със **Save Attr.** и се излиза от прозореца с **OK**. Под надписа PARAMETERS ще се появят името на параметъра и стойността му.

Настройката на вида на анализа се извършва с избор **Analysis/Setup** () по следния начин:

1. Маркира се режим **AC Sweep** (щраква се с мишката в празното квадратче, намиращо се вляво от надписа **AC Sweep**, при което в него се появява отметка, което показва, че съответстващият режим е избран).

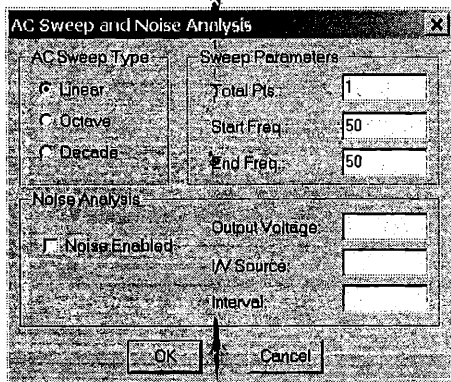
2. Щраква се върху бутона с надпис **AC Sweep**, с което се влиза в прозореца за настройка на режима честотен анализ (фиг. 3.6).

3. Маркира се избор **Linear** (линейно изменение) за вида на изменението на честотата – **AC Sweep Type**.

4. Въвеждат се параметрите на изменението на честотата, **Sweep Parameters**:

Въвежда се стойност 1 за параметъра **Total Pts.** (общ брой точки); Въвежда се стойност 50 (т.е. 50 Hz) за параметъра **Start Freq.** (начална честота) и същата за параметъра **End Freq.** (крайна честота).

5. Щраква се върху **OK**, с което се излиза от прозореца **AC Sweep**.



Фиг. 3.6

6. Маркира се режим **Parametric** (щраква се с мишката в празното квадратче, намиращо се вляво от надписа **Parametric**, при което в него се появява отметка, което показва, че съответстващият режим е избран).

7. Щраква се върху бутона с надпис **Parametric**, с което се влиза в прозореца за настройка на режима параметричен анализ.

8. Маркира се избор **Global Parameter** (глобален параметър) в полето **Swept Var. Type** (тип на варираната променлива).

9. Маркира се избор **Decade** (логаритмично изменение на декада), в полето **Sweep Type** (начин на изменение на променливата).

10. Въвежда се името на променливата величина *rvar* в полето **Name** (име).

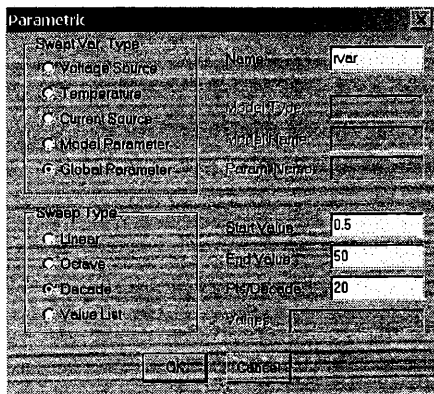
11. Въвежда се стойност 0.5 (т.е. 0.5Ω) за **Start Value** (начална стойност);

Въвежда се стойност 50 (т.е. 50Ω) за **End Value** (крайна стойност);


Въвежда се стойност 20 за **Pts./Decade** (брой точки на декада).


12. Щраква се върху бутон **OK**, с което се излиза от настройката на параметричния анализ.


13. Щраква се върху бутон **Close**, с което се излиза от прозореца **Setup**.



Фиг. 3.7

Стартира се анализ с PSpice с избор **Analysis/Simulate** или с функционален клавиш <F11>, или с бутон . Анализът на синусоидалния режим се извършва за всяка от 40-те стойности (две декади на изменение, от 0.5-5 Ω и от 5-50 Ω, по 20 стойности във всяка) на параметъра *rvar* в зададения обхват, както е показано на прозореца на фиг. 3.7. След завършването на анализа постпроцесорът **Probe** се стартира автоматично. Най-напред се показва екран, озаглавен Available Sections Screen (екран с наличните секции от решението за всяка от стойностите на използвания параметър). Избират се всички секции с щракване върху бутона **All**, след което се щраква върху бутона **OK**.

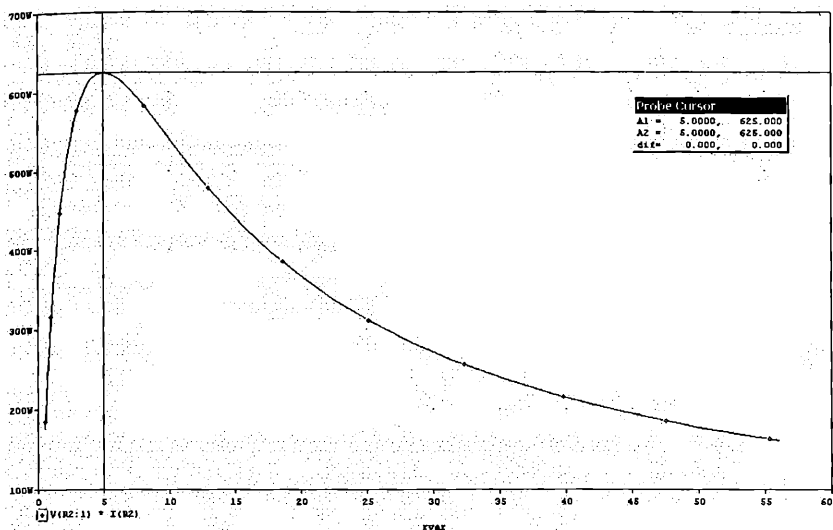
С влизането в **Probe**, след параметричен анализ по подразбиране е активиран режим **Performance Analysis** (бутон ). В този случай променливата по абсцисната ос е параметъра *rvar*.

Въвежда се формулата за активната мощност в R2, като първо се избира **Trace/Add** (). В полето Trace Expression се въвежда формулата за активната мощност в R2

$$V(R2:1)*I(R2).$$

По принцип формулата за активната мощност е $P=U.I.\cos\phi$. При синусоидален анализ $V(R2:1)$ и $I(R2)$ са комплексни числа, но на комплексните числа, записани по този начин в полето Trace Expression, по подразбиране се взема модулет,

т.е., ефективната стойност. По $\cos\varphi$ тук не се умножава, защото фазовата разлика между тока и напрежението в резистор е нула, и съответно $\cos\varphi=1$.



Фиг. 3.8

След въвеждането на формулата за мощността се щраква върху **OK**, за да бъде тя възприета, и в резултат в прозореца се изчертава зависимостта ѝ от стойността на съпротивлението R_2 (фиг. 3.8).

Максимумът на мощността се намира с избор **Tools/Cursor/Display** (🖱️) и след това с **Tools/Cursor/Max** (🖱️). Отчитат се координатите на максимума от ред A1 на прозорец Probe Cursor. Максимумът се получава при $rvar=5\Omega$ и стойността на максималната мощност е $P_{max}=625\text{ W}$.

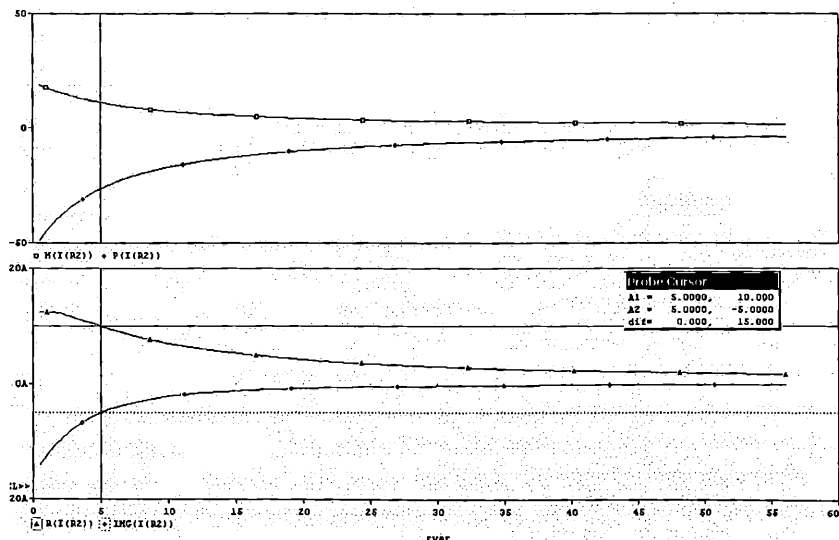
Тези резултати могат да се сравнят с аналитичните резултати от [1], където е показано, че максимална мощност при променливотоков режим се получава при изпълнение на условието за равенство на модулите на комплексните съпротивления на генератора и товара, $z_{\Gamma}=z_{\Gamma}$. Наистина, за конкретния случай тук $z_{\Gamma}=\sqrt{3^2+4^2}=5\ \Omega$. Аналитичната формула за P_{max} е:

$$P_{k \max} = \frac{E^2 \cos \varphi_k}{2z[1 + \cos(\varphi_k - \varphi)]} = \frac{100^2 \cdot 1}{10 \cdot [1 + \cos(-53.13^\circ)]} = 625 \text{ W},$$

като резултатът съвпада с този, получен с **PSpice**. Тук $\varphi_k=0$ е фазовата разлика между тока и напрежението в товарния резистор R2, а $\varphi=\arctg(4/3)=53.13^\circ$ е фазовата разлика между тока и напрежението във вътрешното комплексно съпротивление на реалния източник.

Към тази задача би могло да се добави изчертаването на зависимостта на комплекса на тока от параметъра *rvar*. Изборът на I(R2) в Add Trace ще изчертае модула на комплекса на I(R2), т.е. ефективната му стойност. Фазата на I(R2) може да се получи с функцията P(I(R2)). Може да се използват функциите за получаване на реална част R(I(R2)) и за получаване на имагинерна част IMG(I(R2)), за да се получат реалната и имагинерната част на комплекса на I(R2). Тези четири графики са показани на фиг. 3.9.

Резултатите при $rvar=5\Omega$ може да се сравнят с аналитично получения израз за комплекса на тока във веригата $\dot{I} = 10 - j5 \text{ A}$.



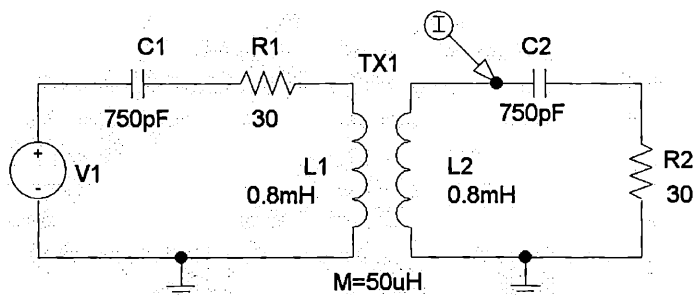
Фиг. 3.9

3.3. Честотен анализ на индуктивно свързани контури

Параметрите на два еднакви индуктивно свързани контура (фиг. 3.10) са: $L_1=L_2=0.8\text{mH}$, $C_1=C_2=750\text{pF}$, $R_1=R_2=30\Omega$, $M=50\mu\text{H}$, $E=120\text{V}$. Да се построи резонансната крива на тока във втория контур при изменение на $f=0.9f_0\div 1.1f_0$, където f_0 е резонансната честота на всеки от контурите. Да се определи лентата на пропускане на веригата.

При изследването с PSpice ще бъде използван източник на синусоидално е.д.н.: VSRC с параметър AC=120 (т.е. ефективна стойност 120V). Индуктивно свързаните бобини се моделират с елемента линеен трансформатор XFRM_LINEAR, намиращ се в библиотеката analog.slb. Като параметри на елемента се задават стойностите на индуктивностите L1_VALUE и L2_VALUE и коефициентът на връзката COUPLING (k), т.е.


$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = 0.0625$$




Фиг. 3.10

Поставя се маркер за снемане на тока във втория контур с **Markers/Mark Current into Pin** ().

Избира се режим снемане на честотна характеристика **Analysis/Setup/AC Sweep** с параметри: $f=185\text{kHz}\div 225\text{kHz}$, линейно изменение на честотата, със 100 точки.

Стартира се симулацията с **Analysis/Simulate** (). Probe се стартира автоматично след завършване на симулацията и се

изобразява честотната характеристика на тока във втория контур (фиг. 3.11).

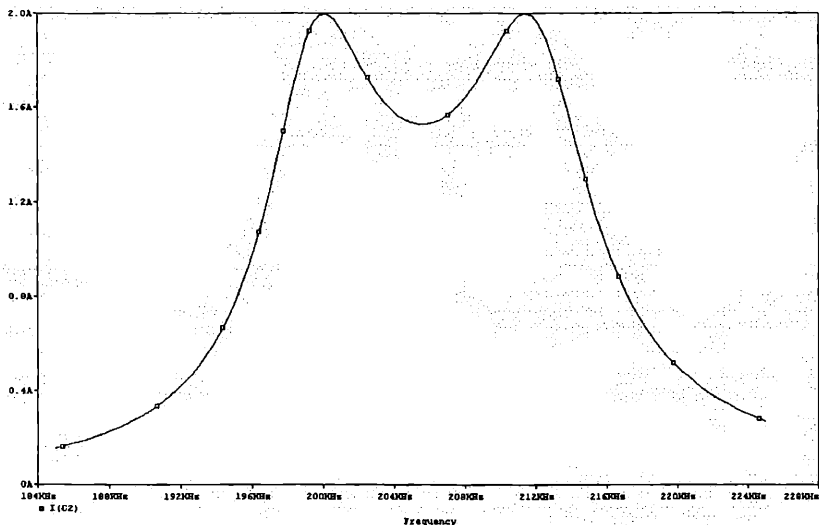
Исползвайки бутон  се активират курсорите и се определят резонансната честота $f_0=205.4$ kHz, двата частни резонанса $f_{01}=200.2$ kHz и $f_{02}=211.4$ kHz и честотите f_1 и f_2 на ниво 0.707 от характеристиката на I_R (т.е., на U_R):

$$f_1=197.5 \text{ kHz}$$

$$f_2=214.37 \text{ kHz.}$$

Следователно лентата на пропускане на ниво 0.707 е

$$\Delta f = f_2 - f_1 = 16.87 \text{ kHz.}$$



Фиг. 3.11

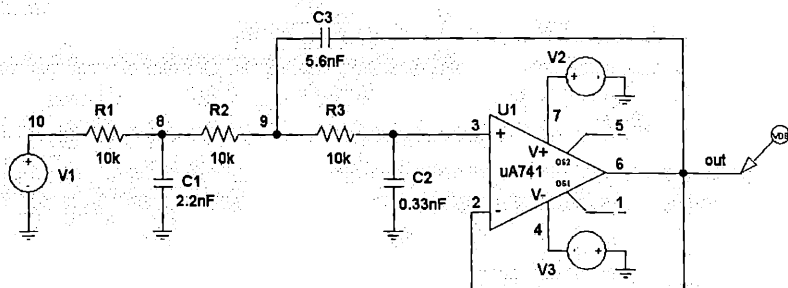
3.4. Честотен анализ на активен Н.Ч. филтър

На фиг. 3.12 е показан активен RC-филтър за ниски честоти. Дадени са: $R_1=R_2=R_3=10\text{k}\Omega$, $C_1=2.2\text{nF}$, $C_2=330\text{pF}$, $C_3=5.6\text{nF}$. Да се снеме амплитудно-честотната характеристика на филтъра в честотния обхват $40\text{Hz}\div 40\text{kHz}$ и да се определят:

- усилването в лентата на пропускане

- честотата на среза (при която усилването спада с 3dB спрямо това в лентата на пропускане
- стръмността на спада на честотната характеристика в интервала след честотата на среза

Да се направи сравнение на резултатите, получени с **PSpice**, и аналитичните резултати, получени при заместване на реалния операционен усилвател с идеален ОУ ($R_{ВХ}=\infty$, $R_{ИЗХ}=0$, $A=\infty$).



Фиг. 3.12

При изследването с **PSpice** е използван входен източник на синусоидално е.д.н.: **VSRC** с параметър $AC=1$ V. Освен пасивните R, C елементи е използван операционен усилвател **uA741**, чието символно означение се намира в библиотеката **eval.slb**.

На изхода на филтъра се поставя маркер за напрежение в **dB -Markers/Advanced/vdb**.

Избира се режим снемане на честотна характеристика **Analysis/Setup/AC Sweep** с параметри: $f=40\text{Hz}\div 40\text{kHz}$, логаритмично изменение на честотата със 100 точки на декада.

В резултат на анализа в **Probe** се получава амплитудно-честотната характеристика от фиг. 3.13.

Използвайки меню **Tools/Cursor** в **Probe** се определят:

- а) усилването в лентата на пропускане $K_U=0$ dB
- б) честотата на среза $f_c=9831$ Hz;

Следователно лентата на пропускане на ниво 3dB е от 40Hz до 9831Hz.

в) стръмността на склона S на амплитудно-честотната характеристика (в децибели на октава, dB/oct).

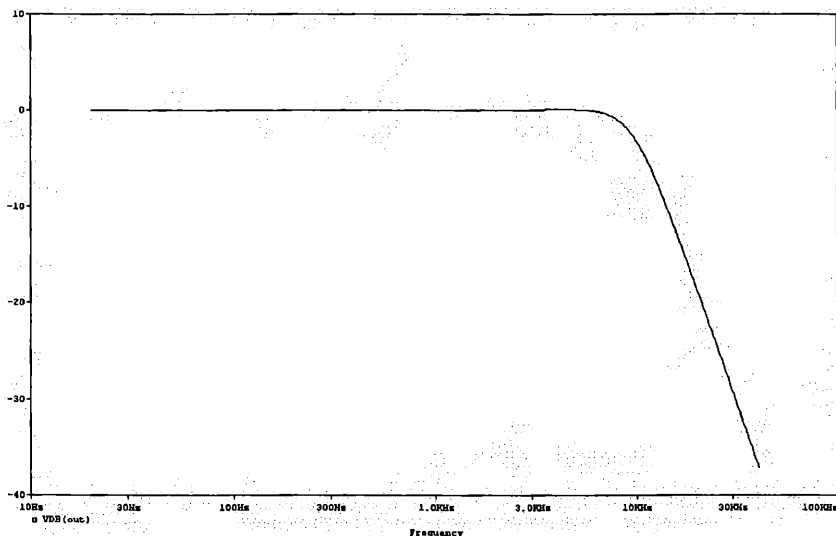
Определя се като разликата от коефициентите на предаване в децибели за две честоти от склона, като втората честота е двукратно по-голяма от първата:

$$K_u(15\text{kHz}) = -11.6 \text{ dB}$$

$$K_u(30\text{kHz}) = -29.2 \text{ dB}$$

$$S = -29.2 - (-11.6) = -17.6 \text{ dB/oct}$$

Този резултат е близък до идеалния за филтър от 3-и ред, където теоретичната стръмност може да достигне -18 dB/oct .



Фиг. 3.13

Използвайки идеален модел на ОУ и някои от методите за анализ на вериги от [6], се получава следният аналитичен израз за предавателната характеристика $K_u(p) = U_2(p)/U_1(p)$:

$$K_u(p) = \frac{1}{R^3 C_1 C_2 C_3 p^3 + 2R^2 C_2 (C_1 + C_3) p^2 + R(C_1 + 3C_2) p + 1} \quad (3.1)$$

Честотата на среза се определя с формулата:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R^3 \sqrt{C_1 C_2 C_3}} = 9972 \text{ Hz} \quad (3.2)$$

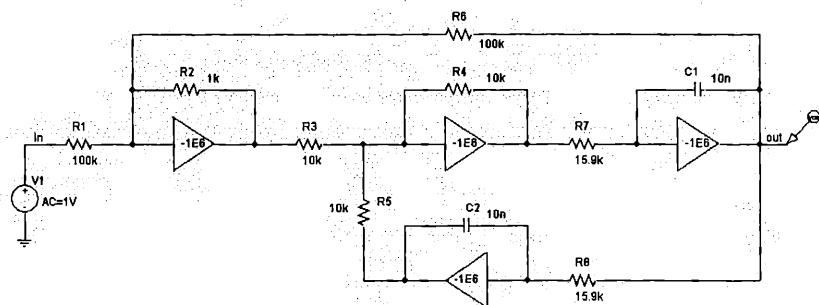
Относителната грешка на резултата за f_c , получен с PSpice, е от порядъка на 1.4 %.

3.5. Честотен анализ на активен лентов филтър

На фиг. 3.14 е показан идеализиран активен лентов филтър. Дадени са: $R_1=R_6=100k\Omega$, $R_2=1k\Omega$, $R_3=R_4=R_5=10k\Omega$, $R_7=R_8=15.9k\Omega$, $C_1=C_2=10nF$. Да се снеме амплитудно-честотната характеристика на филтъра в честотния обхват 100 Hz-10 kHz и да се определят:

- централната честота на филтъра
- усилването при централната честота на филтъра
- качественият фактор (Q-фактора)

Да се направи сравнение на резултатите, получени с PSpice, и аналитично получената предавателна характеристика.



Фиг. 3.14

Във филтъра са използвани идеализирани операционни усилватели, представени с елемент GAIN, с усилване 10^6 . Знакът минус съответства на подаване на сигнала към инвертиращия вход. В случая е използван елемент GAIN за да се опрости схемата, която при използване на модели на реални ОУ, например LF411, надвишава допустимия брой възли за студентската версия на PSpice.

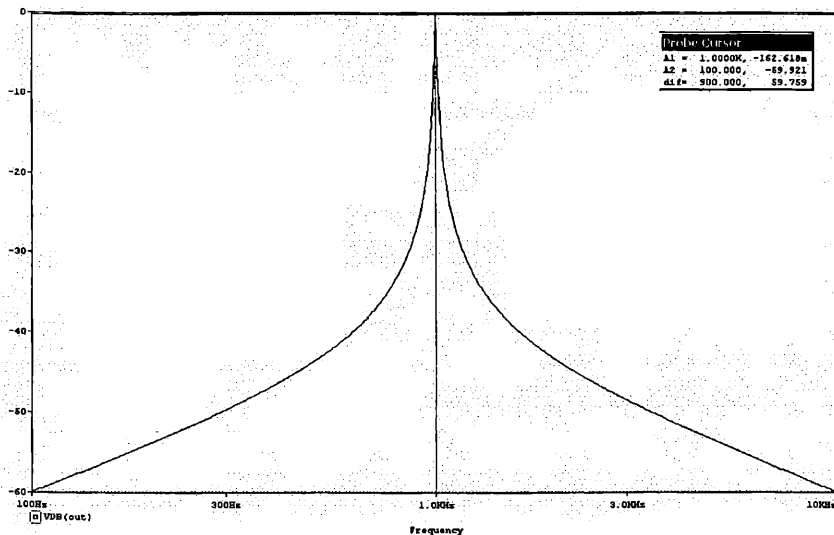
При изследването с PSpice е използван входен източник на синусоидално е.д.н.: VSRC с параметър AC=1 V.

На изхода на филтъра се поставя маркер за напрежение в dB (Markers/Advanced/vdb).

Входът на схемата се маркира с етикет *in*, а изходът с етикет *out*.

Избира се режим снимане на честотна характеристика **Analysis/Setup/AC Sweep** с параметри: $f=100\text{Hz}+10\text{kHz}$, логаритмично изменение на честотата с 201 точки на декада.


В резултат на анализа в **Probe** се получава амплитудно-честотната характеристика от фиг. 3.15.






Фиг. 3.15

Използвайки избор **Trace/Macros...** се дефинират макросите :

$$\begin{aligned}fc &= \text{centerfreq}(\text{db}(v(\text{out})/v(\text{in})), 3) \\bw &= \text{bandwidth}(\text{db}(v(\text{out})/v(\text{in})), 3) \\q &= fc/bw\end{aligned}$$

С избор **Goal Function**  и въвеждане на името на макроса fc в полето **Trace Expression**, и **ОК**, за централната честота на филтъра се получава 1000,38 Hz.

С избор **Goal Function**  и въвеждане на името на макроса q в полето **Trace Expression**, и **ОК**, за качествения фактор Q се получава 112,437

С избор **Trace/Cursor/Display** или с бутон  се активират курсорите, след което с функцията за максимум  се определят параметрите на максимума – централната честота (в този случай се получава 1000 Hz, което е малко по-точно), и усилването при тази честота в децибели: – 162,618m, или -0,162 dB, близко до 0 dB – отговарящо приблизително на усилване 1.

Тези резултати могат да се сравнят с аналитично получени резултати с метода с възловите потенциали при използване на идеални операционни усилватели ($R_{ВХ}=\infty$, $R_{ИЗХ}=0$, $A=\infty$).

За предавателната характеристика се получава израз:

$$K_U(p) = \frac{p \frac{R_6}{CR_7 R_1}}{p^2 + \frac{R_2}{CR_6 R_7} p + \frac{1}{(CR_7)^2}} \quad (3.3)$$

Този израз може да се сравни с каноничния израз за предавателна характеристика на лентов филтър от 2-ри ред:

$$K_U(p) = \frac{K_0 \frac{\omega_0}{Q} p}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q} p + \omega_0^2} \quad (3.4)$$

където:

ω_0 – е ъгловата честотата на полюса (ъгловата честота на максимума на характеристиката);

Q – е качественият фактор на полюса;

K_0 – е коефициентът на предаване при честотата на полюса.

От съпоставянето на двете формули се установява, че:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_7 C}; \quad Q = \frac{R_6}{R_2}; \quad K_0 = \frac{R_6}{R_1} \quad (3.5)$$

съответно $f_0 = \frac{1}{2\pi R_7 C}$.

След заместването на числените стойности се получават следните резултати:

$$f_0 = 1000,97 \text{ Hz}; \quad Q = 100; \quad K_0 = 1$$

Изводи:

1) Вижда се, че резултатите, получени от анализа с **PSpice** са много близки до теоретичните резултати. Това се дължи на използваните в схемата модели на усилватели на напрежение GAIN, много близки до идеалните операционни усилватели (разликата е в коефициента на усилване, който е приет в случая за 10^6).

2) Изследваният филтър има ценното свойство за *независима регулировка* на основните му параметри. При зададени стойности на R_6 и $C_1=C_2=C$:

f_0 зависи само от $R_7=R_8$;

Q зависи само от R_2 ;

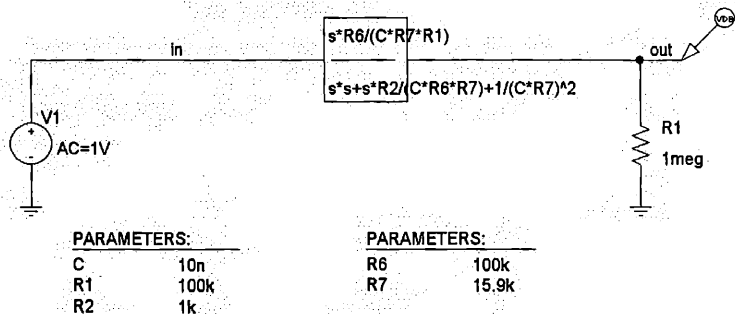
K_0 зависи само от R_1 .

$R_3=R_4=R_5$, като стойността им не е критична, $10\text{k}\Omega$ е подходящ избор.

В **PSpice** могат да се използват и блокове със зададени предавателни характеристики $H=H(s)$, като s (в англоезичната техническа литература) съответствува на оператора p (в българската техническа литература). Такъв е блокът LAPLACE от библиотеката *abm.slb*. С използване на блок LAPLACE целият филтър може да се замести с един блок със зададена предавателна характеристика и да се сравни честотната характеристика, получена с него, с тази, получена от реалната схема, използваща дискретни елементи. По този начин може да се проверяват аналитично изведени предавателни характеристики.

На фиг. 3.16 е показана схемата на разглеждания лентов филтър с използване на блок LAPLACE.

Честотната характеристика, получена с тази схема, е различима от тази на фиг. 3.15, а параметрите са същите с точност до шестия знак. Този резултат доказва, че изразът за предавателната характеристика (3.3) на лентовия филтър от фиг. 3.14 е верен.



Фиг. 3.16

3.6. Анализ на преходен процес в синусоидален генератор

На фиг. 3.17 е показан RC синусоидален генератор с мост на Вин. Дадени са: $R_1=R_2=3.6k\Omega$, $C_1=0.15\mu F$, $C_2=0.05\mu F$. В схемата се използва активен елемент – идеален усилвател на напрежение.

- Да се определи стойността на коефициента на усилване K на усилвателя на напрежение, при която настъпва самовъзбуждане на схемата (т.е. възникват синусоидални колебания), и честотата на колебанията.

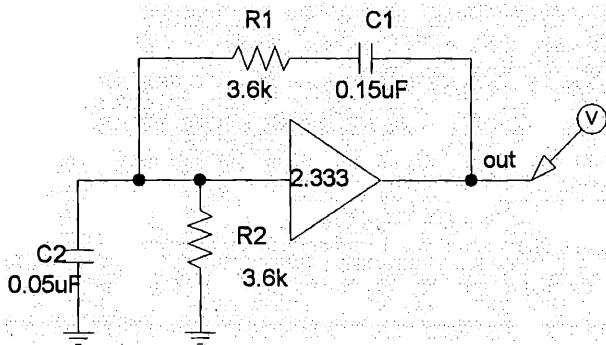
- Да се намери формата на напрежението в изхода на генератора с използване на **PSpice** и да се определи генерираната честота.

- Да се сравни генерираната честота, определена в преходната точка, с аналитично получената стойност.

- Да се определи коефициентът на нелинейни изкривявания за изходното напрежение.

Генераторът може да се разгледа като съставен от усилвател на напрежение с коефициент на усилване по напрежение K , обхванат от четириполосник за обратна връзка с коефициент на предаване β . Общият коефициент на усилване на усилвателя с обратната връзка се дава с

$$K_0 = \frac{K}{1 - K\beta} \quad (3.6)$$



Фиг. 3.17

Условието за самовъзбуждане е K_0 да клони към безкрайност, което се получава при $K \cdot \beta = 1$. Оттук следват две подусловия: реалната част на произведението $K \cdot \beta$ да бъде равна на 1, а имагинерната част да бъде равна на нула. От първото подусловие се намира коефициентът на усилване K на идеалния усилвател на напрежение, при който се получава генериране, а от второто се определя генерираната честота.

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = 2.3333 \quad (3.7)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = 510.49 \text{ Hz} \quad (3.8)$$

При изследването с **PSpice** е използван идеален усилвател на напрежение, реализиран с елемент **GAIN** от библиотеката **abm.slb**. Този елемент има един параметър – “усилване” – **GAIN**, който се задава равен на 2.333.

Избира се режим изследване на преходен процес **Analysis/Setup/Transient** с параметри (фиг. 3.18):

Стъпка за отпечатване **Print Step=5μs**

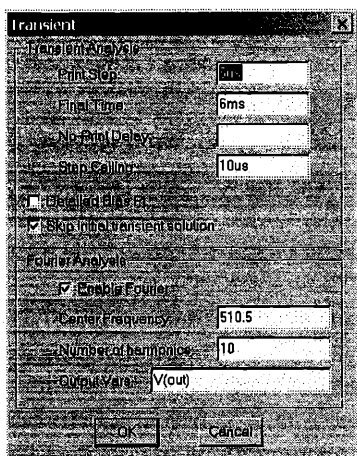
Крайно време за анализа **Final time=6ms** (3 периода x 1.96ms)

Максимална стъпка **Step Ceiling=10μs**.

За да може да започне процесът на генериране, е необходимо някой от кондензаторите да е бил зареден предварително (защото е използван идеален усилвател на напрежение GAIN без явно зададени източници на захранване, които иначе биха заредили кондензаторите в началния момент). Затова се маркира индикаторът “Skip initial transient solution” (Пропускане на начален постояннотоков анализ за определяне на началните условия), а при задаването на параметрите на кондензатора C_2 освен стойността на капацитета се задава параметърът начално условие $IC=10\text{ V}$.

За определяне коефициента на нелинейни изкривявания е необходимо да се направи Фурие-анализ на кривата на изходното напрежение. За целта в прозореца **Analysis/Setup/Transient** се маркира **Enable Fourier** и се задават параметрите:

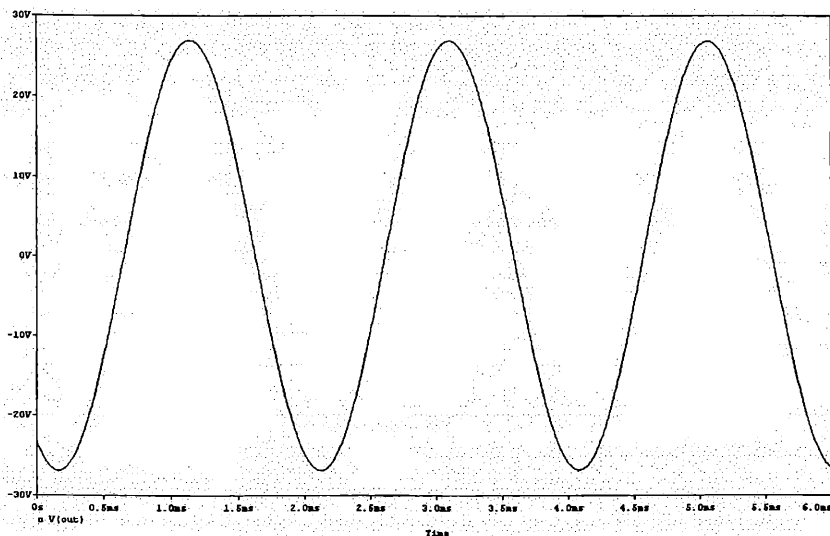
- Централна честота Center Frequency – 510.5 Hz
 - Брой хармоници Number of harmonics – 10
 - Изходни променливи Output Vars – V(out)
- (с етикет out е маркиран изходът на генератора).




Фиг. 3.18

Резултатите от Фурие-анализа може да се разгледат, като се избере от главното меню на **Schematics** режим **Analysis/Examine Output**. В края на тези резултати се дава стойността на коефициента на нелинейни изкривявания – Total Harmonic Distortion.

В резултат на симулацията се получава генерирано напрежение с форма, която е съвсем близка до синусоидалната (фиг. 3.19).



Фиг. 3.19

Използвайки Eval Goal Function /Изчисление на целева функция/ (бутон ) от постпроцесора Probe, и функцията Period(V(out)) се определя периодът на колебанията $T=1.95907$ ms и оттам честотата на генериране $f_0=1/T=510.44$ Hz. Сравнението с аналитичния резултат дава относителна грешка около 0.1%.

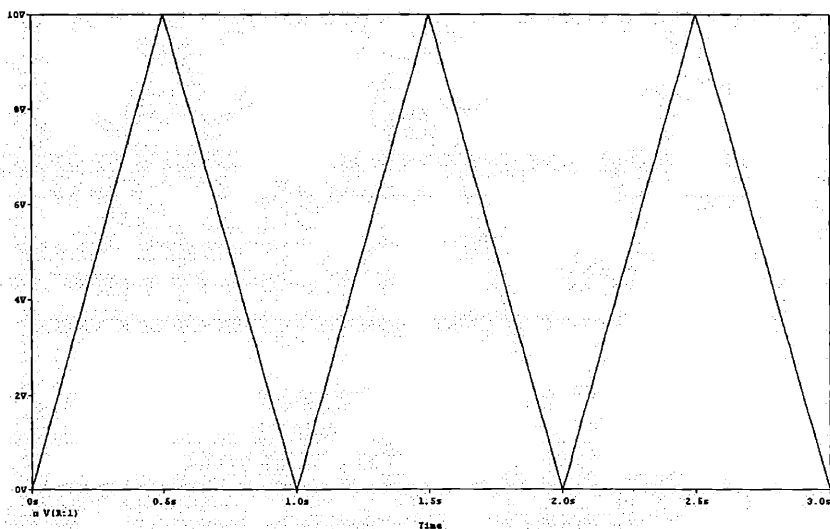
Резултатите от Фурие-анализа дават коефициент на нелинейни изкривявания 0.054%, което е пренебрежимо малка величина. Трябва да се има предвид, че точността на тези резултати зависи силно от броя на точките, с които се снима кривата. Желателно е броят на точките да се зададе така, че да има поне по 100 точки на период. Трябва да се помни също, че Фурие-анализът се извършва за последния период на колебанието от разглеждания времеви интервал.

3.7. Хармоничен анализ на триъгълни импулси

Да се определи хармоничният състав на последователността от триъгълни импулси, показани на фиг. 3.20. Дадени са: период $T=1$ сек., амплитуда $A=10$ V. Аналитичното представяне на импулс от поредицата е:

$$f(t) = \begin{cases} \frac{2A}{T}t, & 0 \leq t \leq T/2 \\ 2A\left(1 - \frac{t}{T}\right), & T/2 \leq t \leq T \end{cases}$$

Да се сравнят резултатите, получени с **PSpice**, с аналитично получени резултати.



Фиг. 3.20

С използване на аналитични формули за извеждане на коефициентите a_k и b_k от тригонометричния ред на Фурие [1] се получават следните резултати:

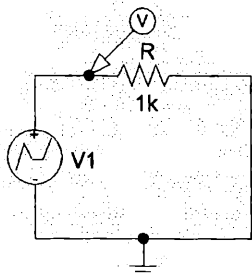
$$a_k = \begin{cases} 0, & k > 0, \quad k = 2, 4, 6, \dots \\ \frac{-4A}{(k\pi)^2}, & k = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (3.9)$$

$$b_k = 0$$

$$(3.10)$$

Коефициентите b_k са нулеви, защото функцията е четна.

За решаване на задачата с **PSpice** се съставя проста верига (фиг. 3.21), състояща се от източник на по-части линейно напрежение VPWL, натоварен с резистор $R=1\text{k}\Omega$. Формата на напрежението се задава по точки, например за три периода (табл. 3.1).



Фиг. 3.21

Таблица 3.1

Точка	1	2	3	4	5	6	7
t [sec]	0	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0
V [V]	0	10	0	10	0	10	0

Избира се режим изследване на преходен процес **Analysis/Setup/Transient** с параметри:

- Стъпка за отпечатване (Print Step) -0.03s ,
- Крайно време за анализ (Final time) -3s (3 периода $\times 1\text{ s}$).





В същия прозорец се маркира избор **Enable Fourier** и се задават параметрите:

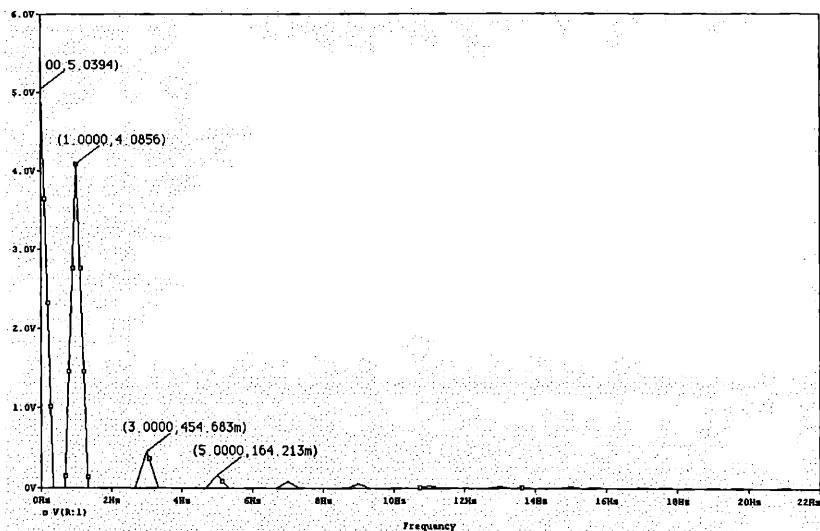
- Централна честота (Center Frequency) -1Hz
- Брой хармоници (Number of Harmonics) -10
- Изходни променливи (Output Vars) $-V(R1:1)$

Резултатите от Фурие-анализа може да се разгледат, като се избере от главното меню на **Schematics** режим **Analysis/Examine Output**.

Сравнението на резултатите от **PSpice** с аналитичните резултати показва едно добро съвпадение (табл. 3.2.). Вижда се, че всички четни хармоници са почти нулеви.

Хармоник	a_k (PSpice)	a_k (аналитично)
1	-4.053	-4.0528
2	-9.812E-4	0.0
3	-0.4506	-0.4503
4	-9.841E-4	0.0
5	-0.1624	-0.1621
6	-9.889E-4	0.0

Фурие-анализ може да се осъществи и в средата на Probe, с бутон . Резултатите са показани на фиг. 3.22. Стойностите на хармониците се маркират върху графиката чрез активиране на курсора с бутон , позиционирането му в областта на левия склон на първия хармоник, използване на функцията за намиране на локален максимум  и поставянето на етикет в точката на този максимум с бутон . Това се прави и за трети, пети и следващи хармоници.



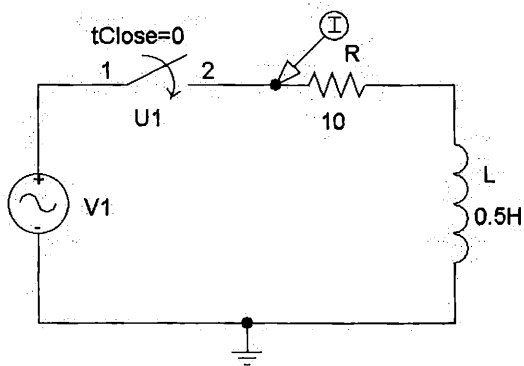
Фиг. 3.22

3.8. Изследване на преходен процес на включване на синусоидално напрежение към RL-верига

Да се изследва преходният процес на включване на RL-верига (фиг.3.23) с $R=10\Omega$ и $L=0.5\text{H}$, към синусоидално напрежение $e(t) = 200\sin(314.16t + \psi_e)$ V. Да се определи преходният ток при:

- максимално влияние на свободната съставка и да се определи стойността на свръхтока;
- липса на свободна съставка.

Известно е от теорията на преходните процеси в линейни вериги [1], че видът на преходния процес при включване към синусоидално напрежение зависи от началната фаза на входното напрежение.



Фиг. 3.23

Зависимостта на тока от времето след включването се дава с израза:

$$i(t) = i_m \left[\sin(\omega t + \psi_e - \varphi) - \sin(\psi_e - \varphi) e^{-\frac{t}{\tau}} \right], \quad (3.11)$$

където

$$i_m = \frac{e_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = 1.271 \text{ A}; \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} = 86,36^\circ;$$

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{0.5}{10} = 0.05s \quad (3.12)$$

• При $\psi_e - \varphi = 90^\circ$ влиянието на свободната съставка ще бъде най-голямо и токът ще има вида:

$$i(t) = 1.271(\cos 314t - e^{-20t}) \quad (3.13)$$


Чрез диференциране се получава максималната стойност за преходния ток $i_{\max} = 2.311A$ при $t = \pi/\omega = 0.01s$, което е приблизително два пъти повече от стационарната амплитуда на тока.

• При $\psi_e - \varphi = 0$ свободната съставка ще бъде равна на нула и във веригата мигновено ще се установи стационарен синусоиден режим. Токът ще има вида:

$$i(t) = 1.271 \sin 314t \text{ A} \quad (3.14)$$

За да се реши задачата с **PSpice** трябва да се използват аналитично определените стойности за началната фаза на входното напрежение за двата случая: а) $\psi_e = 176.36^\circ$; б) $\psi_e = 86.36^\circ$.

Съставя се верига с елементи: R, L, ключ, който се затваря – Sw_tClose и синусоиден източник на напрежение VSIN с параметри: постояннотоково изместване VOFF=0, амплитуда VAMPL=200 V, честота FREQ=50 Hz и начална фаза PHASE = 176.36°.

Поставя се маркер за наблюдаване на тока в началото на резистора ()

Избира се режим изследване на преходен процес **Analysis/Setup/Transient** с параметри:

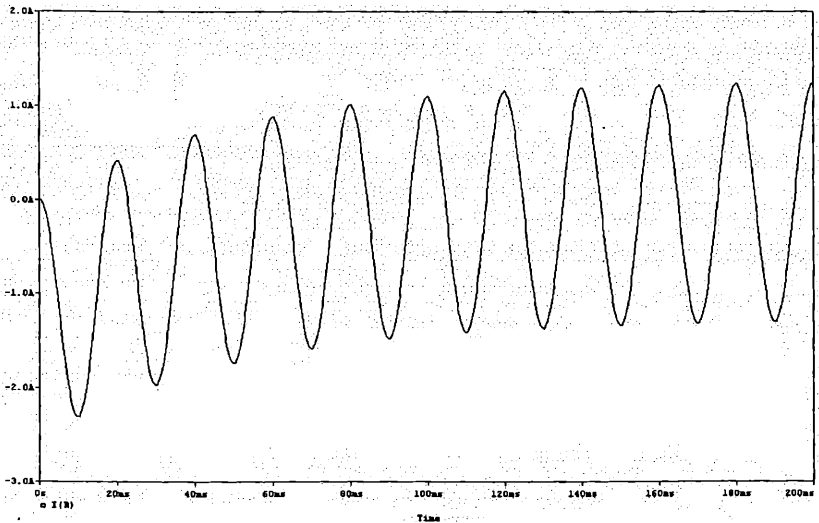
- Print Step 0.2ms
- Final time 200ms (10 периода x 20ms)
- Step Ceiling 0.2ms

След симулацията в **Probe** се получава графиката на тока, фиг. 3.24.

Използвайки **Tools/Cursor** () от графиката на тока се определят:

- максималната (по абсолютна стойност) стойност на тока

- времето, при което той се получава
- амплитудата на стационарния синусоиден ток



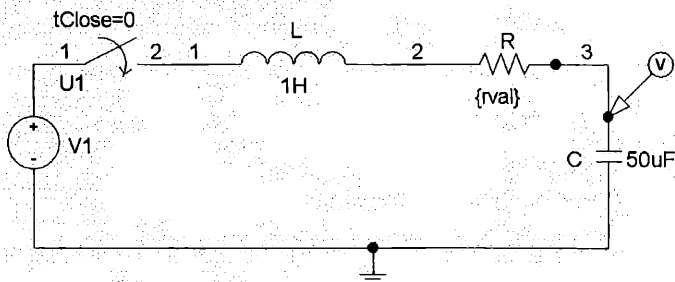
Фиг. 3.24

Таблица 3.3

Величина	Аналитично	PSpice
$i_{\max}=i(t_m)$ [A]	2.311	2.3112
t_m [sec]	0.01	0.00993
$i_{\text{мстац}}$ [A]	1.271	1.2748

3.9. Изследване на преходния процес на включване на източник на постоянно напрежение към последователна RLC-верига

Изследва се преходният процес на включване на източник на постоянно напрежение към последователна RLC верига (фиг. 3.25). Дадени са: $E=10V$, $L=1H$, $C=50\mu F$, $R=50, 283$ и 900Ω . Да се изследва с **PSpice** влиянието на стойността на съпротивлението R върху характера на графиките на $u_C(t)$.




PARAMETERS:


rval 300


Фиг. 3.25

В този пример ще бъде използван параметричен анализ. Чрез дискретна промяна на стойността на R ще бъдат получени трите вида преходни процеси – псевдопериодичен, критичноа-периодичен и апериодичен, които ще бъдат показани върху една обща координатна система.

За анализа с **PSpice** се съставя схема, включваща елементи R , L , C , източник на постоянно е.д.н. $VSRC$ и ключ, който се затваря, Sw_tClose (фиг. 3.19).

При описанието на веригата, вместо числена стойност на R ще бъде присвоена символна променлива (параметър). Щраква се два пъти върху подразбиращата се стойност на R , след което вместо нея се въвежда име на символна променлива, заградено във фигурни скоби $\{rval\}$. Фигурните скоби указват, че това е параметър, а не текст. След това с **Draw/Get New Part** () се въвежда елемент **PARAM**. Поставя се символът **PARAMETERS** на подходящо място на екрана. След това с двойно щракване се извиква прозорец с атрибутите на **PARAM**. На атрибута **NAME1** се задава името на параметъра $rval$, а на атрибута **VALUE1** се задава начална стойност, например $300\ \Omega$. Запазват се атрибутите със **Save Attr.** и се излиза от прозореца с **OK**. Под надписа **PARAMETERS** ще се появят името на параметъра и началната му стойност.

Поставя се маркер за наблюдаване на напрежението върху кондензатора .

След това в **Analysis/Setup** () трябва да бъде избран **Parametric Analysis**, в който се задават името на параметъра, долна граница, горна граница и стъпка (или списък от стойности) за вариране на параметъра *rval*. В прозореца на **Parametric Analysis** за случая се въвежда:

<i>Swept Var. Type</i>	маркира се	Global Parameter
<i>Sweep Type</i>	маркира се	Value List
<i>Name</i>	въвежда се	<i>rval</i>

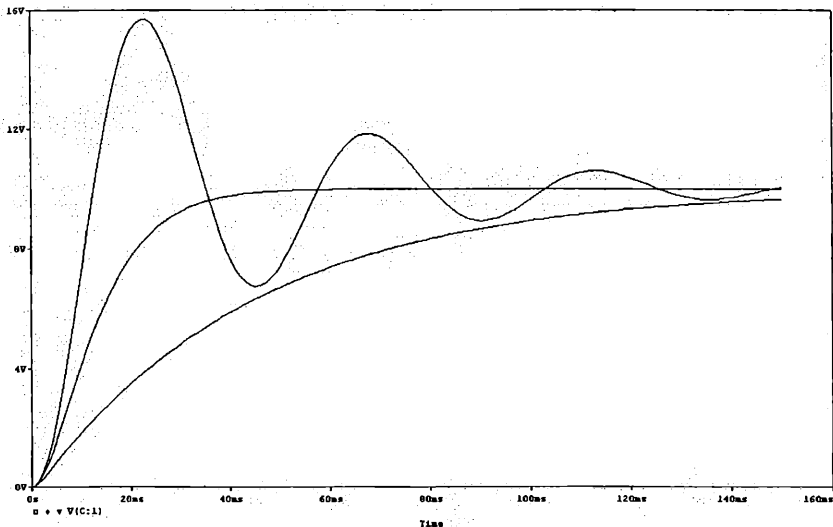
Оставят се празни полетата за **Start Value**, **End Value** и **Increment**, а в полето под тях се въвеждат трите стойности на R, за които ще се проведе анализът: 50, 283, 900. Излиза се с **OK**, маркира се квадратчето срещу **Parametric Analysis** с щракване с мишката, с което този анализ е избран. Така програмата ще осъществи три отделни анализа на веригата за трите зададени стойности на параметъра *rval*.

Избира се режим изследване на преходен процес с **Analysis/Setup/Transient** с параметри:

- Стъпка за отпечатване (Print Step) 1ms
- Крайно време за анализа (Final time) 50ms
- Максимална стъпка (Step Ceiling) 1ms

Маркира се избор **"Skip initial transient solution"**. При задаването на капацитета на кондензатора C_1 освен стойността на C_1 се задава и нулево начално условие за напрежението върху кондензатора $IC=0$, а при задаване на индуктивността на бобината се задава нулево начално условие за тока през нея $IC=0$ (преди комутацията ток през бобината не е текъл и напрежението върху кондензатора е било нула).

След симулацията **Probe** автоматично отваря Available Sections Screen (Екран с наличните секции от решението), в който са изброени имената на анализите за всяка стойност на варирания параметър. В случая се избират всички с щракване върху бутона **All**, след което се избира **OK**. Резултатите от избраните анализи се изобразяват в обща координатна система (фиг.3.26).



Фиг. 3.26

3.10. Анализ на преходен процес при наличие на източник на експоненциален ток на входа на веригата

За веригата на фиг. 3.27 е дадено: $R=10\Omega$, $L=10\text{mH}$, $C=400\mu\text{F}$ и източник на експоненциален ток $J(t)$ с описание:

$$J(t) = \begin{cases} 0 \text{ A}, & t < 0 \\ 0.1(1 - e^{-200t}) \text{ A}, & t \geq 0 \end{cases}$$

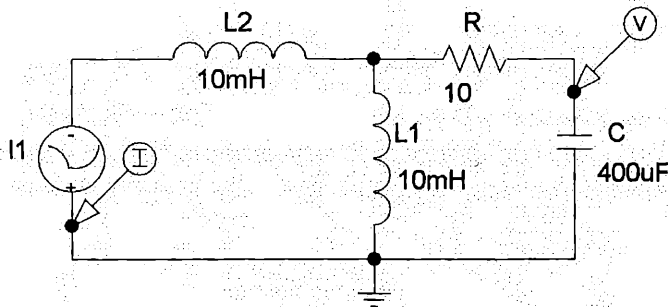
Да се определи напрежението върху кондензатора $u(t)$ с използване на **PSpice**.

Аналитичното решение на тази задача, получено с интеграла на Дюамел, е:

$$u(t) = \frac{5}{9}e^{-200t} - \frac{5}{9}e^{-500t} - \frac{500}{3}t.e^{-500t} \text{ V} \quad (3.15)$$

За анализа с **PSpice** се съставя схема, която освен пасивните елементи R , L , C включва източник на експоненциален ток IEXP с параметри: $I1=0\text{A}$; $I2=0.1\text{A}$; $TD1=0\text{s}$; $TC1=0.005\text{s}$; $TD2=0.05\text{s}$.

(Вж. табл. 9 в приложение 4).



Фиг. 3.27

Източникът на схемата е обърнат обратно, защото в **PSpice** е възприето, че токовете в източниците втичат в положителния им извод. Според условието на задачата токът на източника на ток е с посока от долу на горе, следователно положителният извод на IEXR трябва да е отдолу.

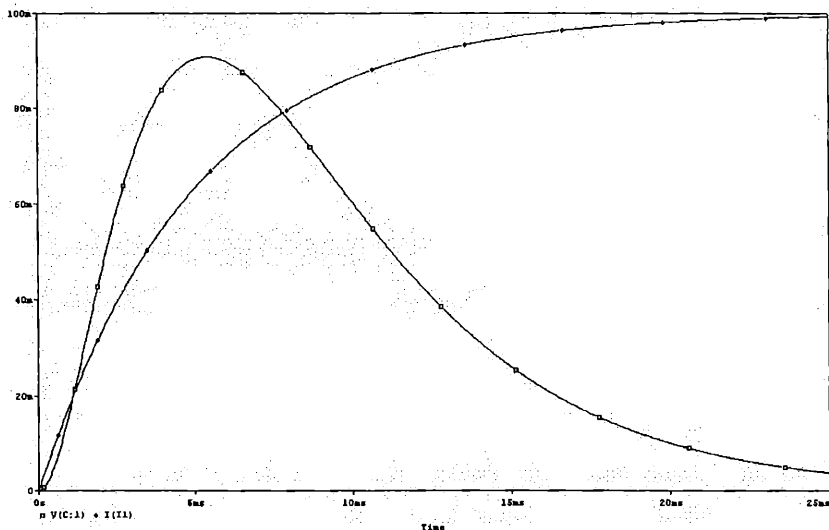
Поставят се маркери за наблюдаване на тока, на източника на ток и на напрежението върху кондензатора.

Избира се режим изследване на преходен процес с **Analysis/Setup/Transient** с параметри:

Стъпка за отпечатване	(Print Step)	– 25 μ s
Крайно време за анализа	(Final time)	– 25 ms (5 x 5 ms, най-голямата време-константа 1/200=5 ms)
Максимална стъпка	(Step Ceiling)	– 25 μ s.

След симулацията в Probe се наблюдават графиките от фиг. 3.28.

Направено е сравнение за максималната стойност на u_C : от графиката се отчита $u_{Cmax}=90.843mV$ при $t=5.393ms$. Аналитичната формула за същото време дава $u_{Cmax}=90.842845 mV$.



Фиг.3.28

3.11. Изследване на преходен процес при включване на напрежителен импулс във формата на полувълна от синусоида към RC-верига

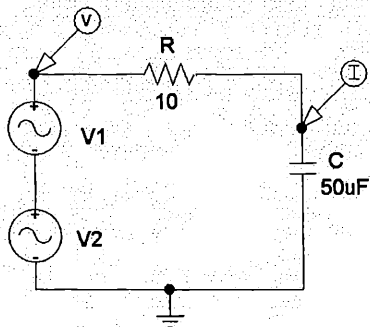
Разглежда се верига, съдържаща последователно съединени R и C (фиг. 3.29). Дадени са: $R=10\Omega$, $C=50\mu F$, $u(t)=0.01\sin(2\pi 500t)V$. Да се определи $i(t)$ след включването на импулса.

За анализа с PSpice се съставя схема (фиг.3.24), в която освен пасивните елементи R и C се включват последователно два източника на синусоидално е.д.н. VSIN, изместени във времето един от друг на $T_0/2=0.001s$. Вълните им се унищожават взаимно след първия полупериод, така че на входа на веригата ще действа само един импулс, представляващ една полувълна от синусоида.

Параметрите на първия източник са:

VOFF=0, VAMPL=0.01, FREQ=500, TD=0 (вж. 7.4.2, табл. 7.5); а на втория е различно само закъснението TD=0.001.

Поставят се маркери за наблюдаване на напрежението върху резултантния източник на напрежение и на тока във веригата.



Фиг. 3.29

Избира се изследване на преходен процес с **Analysis/Setup/Transient** с параметри:

- Стъпка за отпечатване (Print Step) – 15 μ s
- Крайно време за анализа (Final time) – 3 ms (6 x 0.5 ms, най-голямата времеконстанта е $1/2000=0.5$ ms)
- Максимална стъпка (Step Ceiling) – 15 μ s
(точките в графиката са 200)

След симулацията в **Probe** се наблюдават графиките, показани на фиг.3.30.

Аналитичното решение с интеграла на Дюамел има вида:

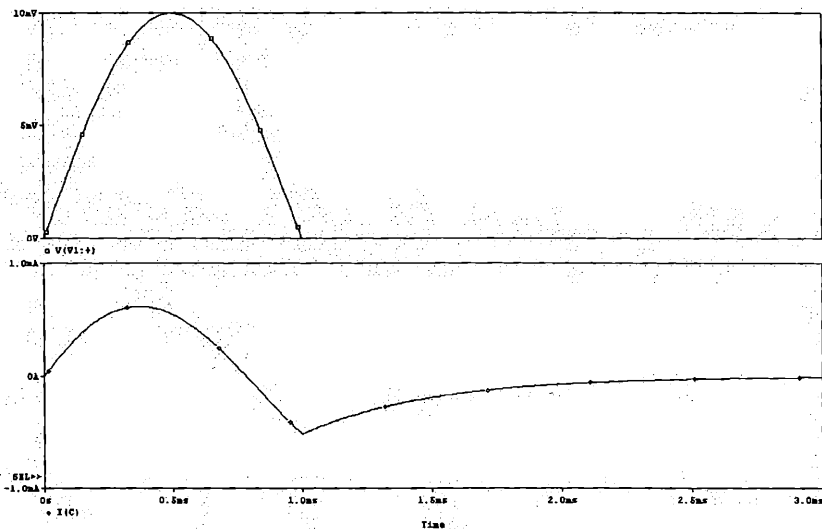
а) за $t \leq T_0/2 = 0.001$ s

$$i(t) = 0,8436 \cdot 10^{-3} [\sin(3141t + 32,48^\circ) - 0,537e^{-2000t}] \text{ A} \quad (3.16)$$

б) за $t \geq T_0/2 = 0.001$ s

$$i(t) = -3,7972e^{-2000t} \text{ A} \quad (3.17)$$

Направено е сравнение за стойностите на тока при $t = T_0/2 = 0.001$ s. От графиката се отчита $i(0.001) = -0.513385$ mA, а аналитичната формула за същия момент от време дава $i(0.001) = -0.513895$ mA. Относителната грешка на численото решение е ≈ 0.1 %.



Фиг. 3.30

3.12. Преходен анализ на интегратор с операционен усилвател

На фиг. 3.31 е показана схемата на неинвертиращ интегратор с ОУ. Дадено е: $R_1=10\text{k}\Omega$, $C_1=0.1\mu\text{F}$, $R_2=10\text{k}\Omega$, $C_2=0.1\mu\text{F}$. Да се покаже аналитично, че схемата работи като идеален интегратор, ако е изпълнено условието $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2$. Да се изследва работата на интегратора с **PSpice** при наличие на входа на последователност от правоъгълни импулси с амплитуда 5 V и честота 1 kHz.

При изпълнение на условието $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2$ предавателната функция на интегратора съвпада с тази на идеален интегратор:

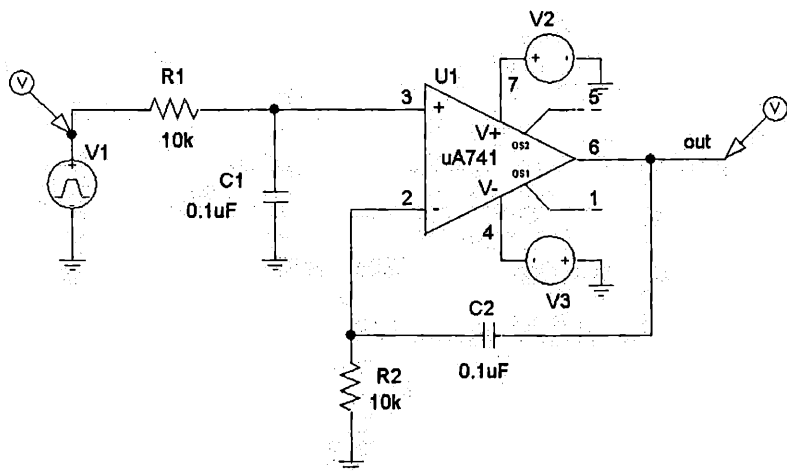
$$K(p) = \frac{1}{R_2 C_2 p} \quad (3.18)$$

или връзката между входно и изходно напрежение е:

$$u_{out}(t) = \frac{1}{R_2 C_2} \int u_{in}(t) dt + U_0, \quad (3.19)$$

където U_0 е напрежението, до което е бил зареден кондензаторът C_2 в момента $t=0$. От стойността на времеконстантата $\tau = R_1 C_1 =$

$R_2C_2 = 10^{-3}$ s зависи амплитудата на изходния сигнал.



Фиг. 3.31

При положителен правоъгълен импулс на входа изходното напрежение ще бъде линейно нарастващо, а при отрицателен правоъгълен импулс – линейно намаляващо, т.е. резултантното изходно напрежение ще бъде поредица от триъгълни импулси. В края на първия положителен входен импулс изходното напрежение трябва да достигне стойност

$$u_{out}(0.5ms) = 10^3 \cdot \int_0^{0.5 \cdot 10^{-3}} 5 dt = 2.5V$$

което е амплитудната стойност на резултантните триъгълни импулси.

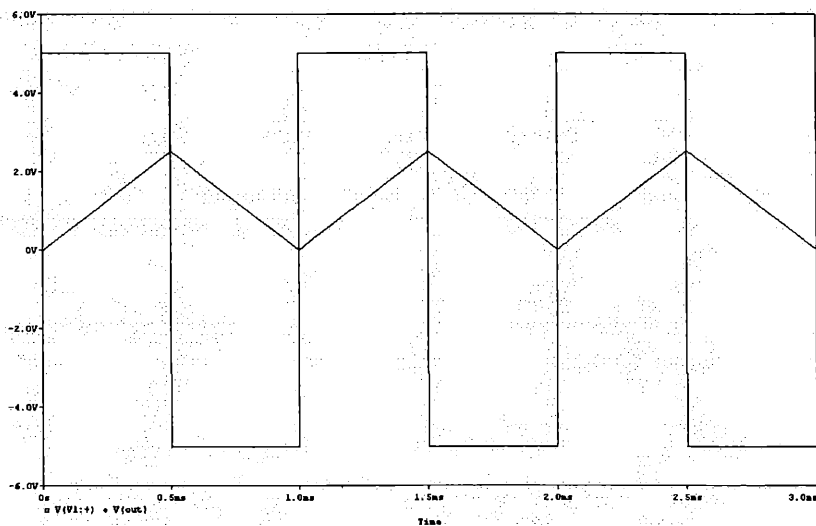
В схемата е използван операционен усилвател от типа uA741. На входа се включва импулсен източник на напрежение VPULSE с параметри (дадени в табл. 7, приложение 4):

$V1 = -5V$, $V2 = 5V$, $TD = 0s$, $TR = 1\mu s$, $TF = 1\mu s$, $PW = 0.5ms$, $PER = 1ms$.



Поставят се два маркера за напрежение, един на входа и един на изхода на интегратора.

Задава се изследване на преходен процес с **Analysis/Setup/Transient** с параметри **Print Step**=0.03ms и **Final time**=3ms (3 пе-

риода) и се маркира **Skip initial transient solution**. Задават се нулеви начални условия за напреженията върху кондензаторите. След симулацията в Probe се получават графиките от фиг. 3.32.



Фиг. 3.32

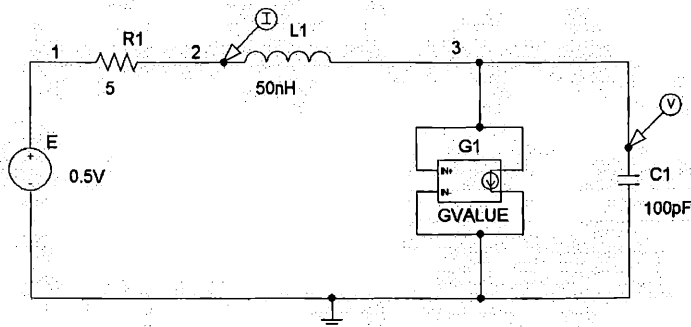
От графиката на изходното напрежение се вижда, че то се изменя линейно по време на плоските части на импулсите, т.е. интегрирането е близко до идеалното, защото интеграл от константа е линейна функция. Амплитудната стойност на изходното напрежение се намира с използване на бутони  и  и е равна на 2.52V. Тази стойност е близка до теоретичната стойност от 2.5V, като разликата би могла да се намали при използване на повече точки в графиката.

Качеството на интегрирането при интеграторите с ОУ е значително по-добро, отколкото при пасивните RC-интегриращи групи. При последните качеството на интегрирането зависи от това дали времеконстантата $\tau = RC$ е много по-голяма от периода на входния сигнал T . Желателно е да бъде изпълнено съотношението $\tau > (5+10) \cdot T$. При активните интегратори от времеконстантата τ зависи само амплитудата на изходния сигнал, но не и качеството на интегрирането. Затова τ може да се избере според необходимото ниво на изходния сигнал и от гледна точка на стабилност на параметрите на използваните елементи.

ПРИМЕРИ ОТ АНАЛИЗ НА НЕЛИНЕЙНИ ВЕРИГИ С PSPICE 9.1

4.1. Моделиране на автогенератор

На фиг. 4.1 е представена нелинейна автоколебателна верига, съдържаща нелинеен двуполусник с N-образна волтамперна характеристика (тунелен диод).



Фиг. 4.1

Да се изследва преходният процес, описващ изменението на тока в бобината $i_L(t)$ и напрежението върху кондензатора $u_C(t)$ във времето, за интервал един период на автоколебанието. Волтамперната характеристика на нелинейния двуполусник е зададена в табл. 4.1.

Таблица 4.1

U	V	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
I	mA	0	52	23	2	4	13

За целите на анализа волтамперната характеристика от табл. 4.1 е апроксимирана с полином от 5-а степен (записан по схема на Хорнер):

$$i(u) = (((((a_5 u + a_4) u + a_3) u + a_2) u + a_1) u + a_0),$$

където: $a_0=0$; $a_1=746.333$; $a_2=-3420.883$; $a_3=5734.375$; $a_4=-4166.667$; $a_5=1119.792$, при ток, зададен в mA. Използването на такъв полином дава една достатъчно гладка апроксимация на нелинейната характеристика на тунелния диод, което подобрява сходимостта на итерационната процедура за анализ на нелинейната верига, използвана в PSpice.


Задачата може да бъде решена по два начина:


A – чрез анализ на преходния процес в зададената електрическа верига;

B – чрез моделиране с АВМ аналогови блокове (ABM = Analog Behavioral Modeling) на системата обикновени диференциални уравнения, описващи веригата, и решението им. АВМ дават възможност да се получат решенията във времето на задачи от други области на техниката, описани с диференциални уравнения.

4.1.1. Анализ на преходния процес в зададената електрическа верига

Въвеждане схемата на нелинейната верига:

1. Позиционират се с избор **Draw/Get New Part** () източник на е.д.н. E (елемент VSRC), резистор R1, бобина L1, кондензатор C1 (съответно елементи R, L и C). Позиционира се модел на нелинеен елемент с характеристика $i(u)$ – елемент GVALUE. Този елемент представлява идеализиран четириполусник – зависим източник на ток (на изхода), управляван с напрежение (на входа).

2. Свързват се елементите с проводници с избор **Draw/Wire** () . За да се свърже символът GVALUE като двуполусник, заедно се свързват двата горни извода на графичния символ и също заедно двата долни извода на символа.

3. Позиционира се общата маса (елемент EGND).

4. Задават се значения на възлите – 1, 2 и 3 (не е задължително).

5. Въвеждат се стойности на елементите $E=0.5V$ (DC), $R1=5\Omega$, $L1=50nH$, $C1=100pF$.

6. Задават се нулеви начални условия за тока в обмотката и за напрежението върху кондензатора чрез задаване на нулеви стойности на атрибутите IC на елементите L и C.

7. Въвежда се нелинейната характеристика на елемента GVALUE, като:

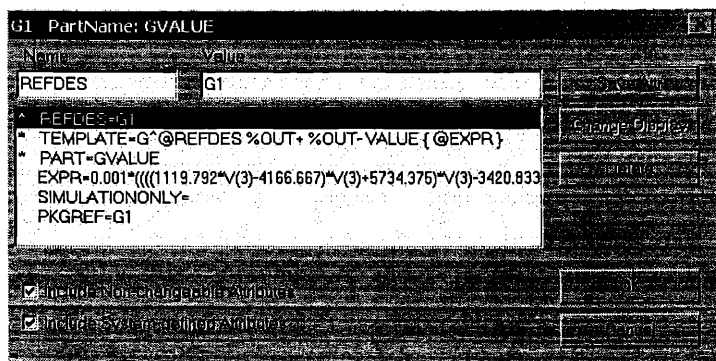
- Двукратно се щраква върху графичния му символ, при което се отваря прозорец с атрибутите на елемента (фиг. 4.2).

- Щраква се върху атрибута EXPR, при което той се премества в полето, означено с Name (име).

- В полето Value се въвежда полиномиалният израз, дефиниращ нелинейната характеристика на елемента GVALUE:



$$0.001 * (((1119.792 * V(3) - 4166.667) * V(3) + 5734.375) * V(3) - 3420.883) * V(3) + 746.333)$$

В този израз е умножено по 0.001, за да се получи ток в ампери, защото коефициентите са получени при използване на ток, зададен в милиампери.




Фиг. 4.2

- Щраква се върху бутоните Save Attr. и ОК, с което се излиза от прозореца на елемента.

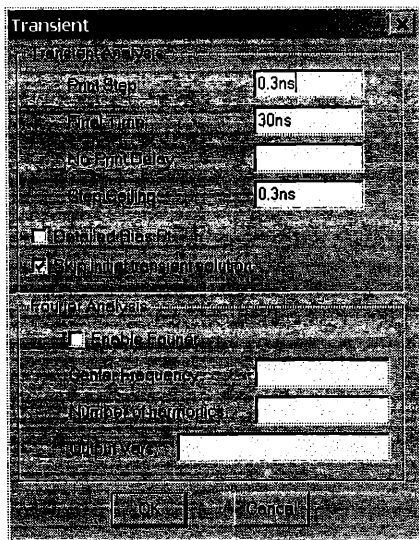
8. Позиционират се маркери за наблюдаване на тока i_L с избор Markers/Mark Current into Pin () и за наблюдаване на напрежението u_C с Markers/Mark Voltage ().

Настройка на режима за анализ на преходен процес

Избира се **Analysis/Setup** (). Маркира се режим **Transient** и с щракване върху бутона се влиза в прозореца (фиг. 4.3) за настройка на режима. Задават се параметрите:

- Print Step – 0.3 ns
- Final Time – 30 ns
- Step Ceiling – 0.3 ns

Маркира се с отметка **Skip initial transient solution**.




Фиг. 4.3


Излиза се от **Transient** с щракване върху бутон **OK** и с щракване върху бутон **Close** се излиза от **Setup**.

Стартиране на анализа и разглеждане на резултатите


Анализът на схемата се стартира с избор **Analysis/Simulate**

или с клавиш **<F11>**, или с бутон . След завършване на анализа автоматично се стартира **Probe** и се визуализират преходните характеристики на $i_L(t)$ и $u_C(t)$ (фиг.4.5).

Визуализацията може да се подобри, ако се въведе нова координатна система с избор **Plot/Add Plot** и $u_C(t)$ се изчертае в нея

отново с избор **Trace/Add** (), щракване върху $V(C1:1)$ и щракване върху бутон **ОК**. Накрая се изтрива първоначалната графика на $V(C1:1)$, изчертана в първата координатна система, с маркиране на името ѝ в легендата и натискане на клавиш ****. Преминването от едната в другата координатна система се извършва с щракване с курсора в полето на желаната координатна система. Индикаторът **SEL>>**, намиращ се отдолу вляво на ординатната ос, показва активната координатна система.

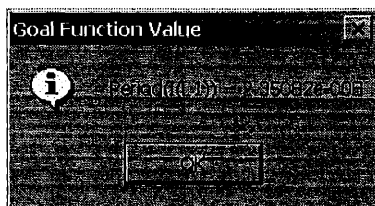
Периодът на генерираното автоколебание може да се определи с използване на целевата функция **Period**. Използването на целева функция става така:

1. Избира се **Trace/Eval Goal Function** (или бутон ), при което се изобразява прозорец с изходните величини и наличните целеви функции.

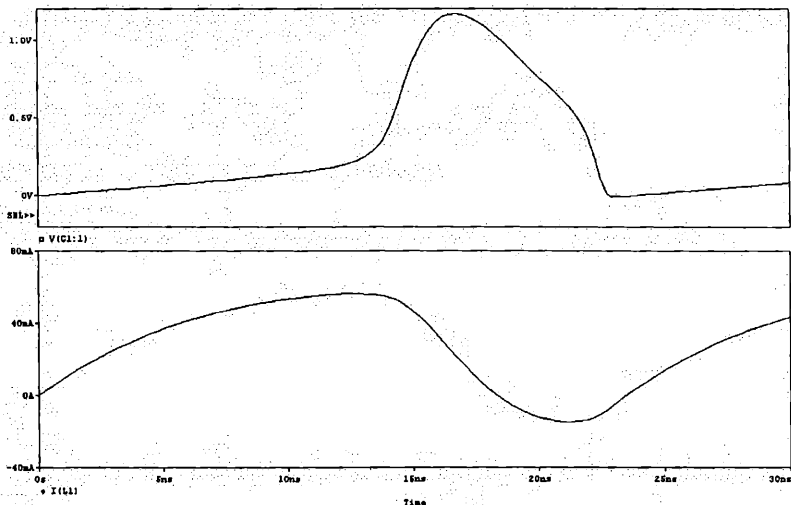
2. Щраква се в дясната половина на прозореца, озаглавена **Goal Functions**, върху името на функцията **Period(1)**. С това името на функцията се копира автоматично в полето **Trace Expression** в долната част на прозореца.

3. Щраква се в лявата половина на прозореца, озаглавена **Simulation Output Variables**, върху името на величината, чийто период се търси (в случая **I(L1)**). С това името се копира автоматично в полето **Trace Expression** като аргумент на функцията **Period**.

4. Щраква се върху бутон **ОК**, при което функцията се възприема, изчислява се нейната стойност и резултатът се показва в малък прозорец озаглавен **Goal Function Value** (фиг. 4.4). В случая показаният текст е **Period(I((L1)))=2.35082e-08**, т.е. периодът е **23.5 ns**. От този прозорец се излиза с щракване върху бутона **ОК**.



Фиг. 4.4



Фиг. 4.5

4.1.2. Анализ на преходния процес с използване на аналогови блокове (АВМ)

В този случай с АВМ се моделират диференциалните уравнения, описващи веригата.

Преходният процес в разглежданата нелинейна верига може да се опише с две обикновени диференциални уравнения в нормална форма, записани относно променливите на състоянието i_L и u_C :


$$\frac{d i_L}{dt} = \frac{E - R \cdot i_L - u_C}{L} \quad (4.1)$$

и

$$\frac{d u_C}{dt} = \frac{i_L - I(u_C)}{C} \quad (4.2)$$

Моделирането на веригата се свежда до решаването на тези диференциални уравнения при зададени начални условия $i_L(0)=0$ и $u_C(0)=0$. $I(u_C)$ е токът през тунелния диод, който зависи нелинейно от напрежението върху него.

PSpice предоставя възможност да се моделира системата (4.1) – (4.2) чрез използване на елементи, представляващи “аналогови блокове” (АВМ). Това са интегратори, суматори, умно-

жители, нелинейни блокове и др. Тези елементи (графичните им символи) са разположени в графичната библиотеката abm.slb и могат да се извлекат за позициониране от нея с избор **Draw/Get New Part** (или бутон ).

За да се състави аналоговият модел на системата диференциални уравнения (4.1) -(4.2), представени в нормална форма, е необходимо тя да се подложи на интегриране. Получава се:


$$i_L = \int_0^t \left(\frac{E}{L} - \frac{R}{L} i_L - \frac{1}{L} u_C \right) dt + i_L(0) \quad (4.3)$$

и

$$u_C = \int_0^t \left(\frac{1}{C} i_L - \frac{1}{C} I(u_C) \right) dt + u_C(0) \quad (4.4)$$

За реализацията на двете уравнения е необходимо да се използват два интегратора, към чиито входове трябва да се подадат подинтегралните величини, представляващи изрази, включващи променливите на състоянието i_L и u_C , които се вземат от изходите на интеграторите.

Аналоговата схема на тези уравнения с използване на елементи АВМ се съставя така (фиг. 4.6):

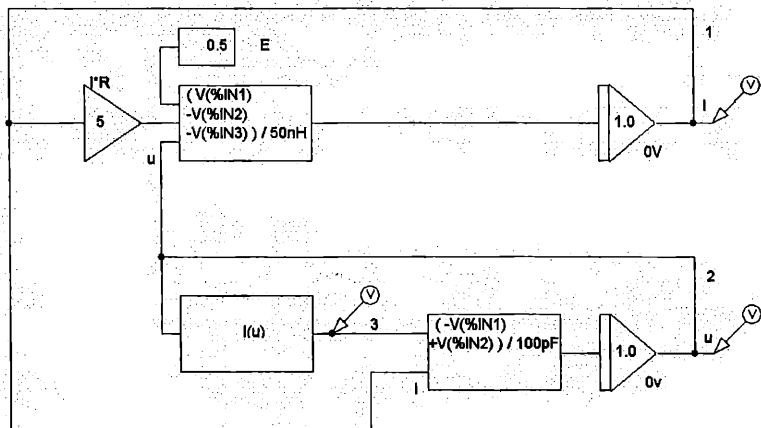
1. С избор **Draw/Get New Part** () се позиционират две копия на елемент **INTEG** (интегратор). С двукратно щракване върху графичния символ на първия интегратор се активира прозорец с атрибутите му: **GAIN** (усилване) – задава се 1, и **IC** (начално условие) – задава се 0. Щраква се върху **ОК** и се излиза от прозореца. Същото се прави за втория интегратор.

2. Позиционира се също елемент **ABM3** – аналогов блок с три входа, който реализира подинтегралния израз на уравнение (4.3) – сумира трите члена: E , $R \cdot i_L$, u_C и разделя на $L=50nH$.

Първата съставка от сумата, постоянният източник E , се въвежда с позициониране на блок за константа (елемент **CONST**) със стойност 0.5.

u_C се взема от изхода на втория интегратор.

i_L се взема от изхода на първия интегратор и се умножава по $R=5$, като се прекарва през усилвателен блок (елемент **GAIN**) с усилване 5.



$$0.001 * (((1119.792 * v(\%in) - 4166.667) * v(\%in) + 5734.375) * v(\%in) - 3420.833) * v(\%in) + 746.333) * v(\%in)$$

Фиг. 4.6

Аритметичният израз в АВМ3 се задава, като се щракне двукратно върху графичния му символ и в отворения прозорец се въведат атрибутите му:

- EXP1 (V(%IN1)
- EXP2 -V(%IN2)
- EXP3 -V(%IN3))/50nH

За всеки израз се щраква **Save Attr.** и накрая се излиза с щракване върху **ОК.**

3. Позиционира се елемент АВМ2 – аналогов блок с два входа, който реализира подинтегралния израз на уравнение (4.4) – сумират се i_L и нелинейната характеристика $I(u_C)$ и се разделя на стойността на $C=100$ pF.

Първата съставка, нелинейната характеристика $I(u_C)$, се реализира с аналогов блок с един вход (елемент АВМ1). Щраква се двукратно върху графичния символ на АВМ1, при което се отваря прозорец с атрибутите на елемента. На атрибута EXP1 се задава полиномиалния израз за нелинейната характеристика на тунелния диод:

$$0.001 * (((1119.792 * v(\%in) - 4166.667) * v(\%in) + 5734.375) * v(\%in) - 3420.833) * v(\%in) + 746.333) * v(\%in)$$


Втората съставка i_L се взема директно от изхода на първия интегратор.


Излиза се с щракване върху **Save Attr.** и **OK**.

Аритметичният израз в АВМ2 се задава, като се щракне двукратно върху графичния му символ и в отворения прозорец се въведат атрибутите му:


- EXP1 $(-V(\%IN1)$
- EXP2 $+V(\%IN2))/100pF$

За всеки израз се щраква **Save Attr.** и накрая се излиза с щракване върху **OK**.

4. Свързват се всички елементи с проводници с избор **Draw/Wire** ().

5. Позиционират се маркери за напрежение на изходите на двата интегратора с **Markers/Mark Voltage** () за изчертаване променливите на състоянието в Probe.

Настройка на режима за анализ на преходен процес


Избира се **Analysis/Setup** (). Маркира се режим **Transient** и с щракване върху бутона се влиза в прозореца за настройка на режима. Задават се параметрите:

- Print Step - 0.3ns
- Final Time - 30ns
- Step Ceiling - 0.3ns

Маркира се с отметка **Skip initial transient solution**.

Излиза се от **Transient** с щракване върху бутон **OK** и с щракване върху бутон **Close** се излиза от **Setup**.

Стартиране на анализа и разглеждане на резултатите

Анализът на схемата се стартира с избор **Analysis/Simulate** или с клавиш <F11>, или с бутон . След завършване на анализа автоматично се стартира **Probe** и се визуализират преходните характеристики на $i_L(t)$ и $u_C(t)$, които трябва да бъдат същите като на фиг. 4.6.

4.2. Решение на уравнението на Ван-дер-Пол с аналогово моделиране в PSpice

Уравнението на Ван дер Пол е едно нелинейно обикновено диференциално уравнение от втори ред, с което се описва преходният процес в някои генератори:

$$\ddot{x} + (x^2 - 1)\dot{x} + x = 0 \quad (4.5)$$

Тук ще бъде показано решението му с използване на АВМ елементите на PSpice. За целта диференциалното уравнение трябва да се представи като система от две диференциални уравнения в нормална форма (форма на Коши).

$$\frac{dx_1}{dt} = x_1(1 - x_2^2) - x_2 \quad (4.6)$$


$$\frac{dx_2}{dt} = x_1 \quad (4.7)$$


Системата се решава при начални условия: $x_1=0$, $x_2=0.25$ за интервала $t=0 \div 20$ s.

Двете уравнения се интегрират по отношение на t , при което се получава форма, удобна за реализиране на “аналогова схема” с АВМ елементи.

$$x_1 = \int [x_1(1 - x_2^2) - x_2] dt + x_1(0) \quad (4.8)$$

$$x_2 = \int_0^t x_1 dt + x_2(0) \quad (4.9)$$

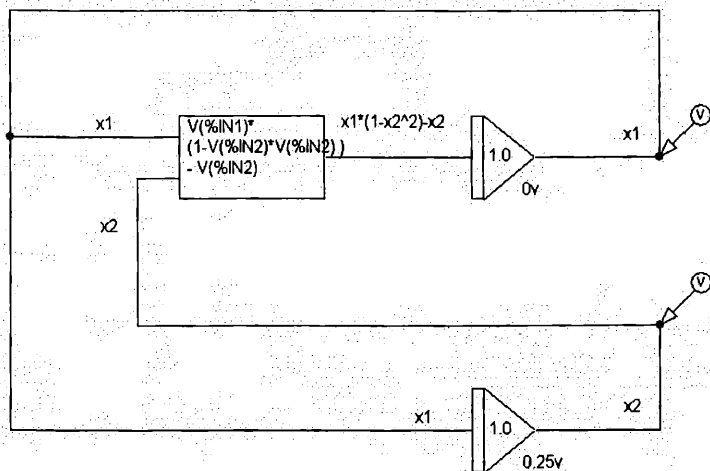
Съставя се аналогова схема (фиг.4.7), като с избор **Draw/Get New Part** () се позиционират АВМ-блоковете: INTEG (интегратор – 2 копия) и АВМ2 (нелинеен блок с два входа) – 1 копие.

Свързват се елементите с проводници с избор **Draw/Wire** ()


При свързването, двата изхода на интеграторите, които съответстват на сигналите x_1 и x_2 , се подават към двата входа на нелинейния блок АВМ2, чиято предавателна характеристика описва подинтегралния израз в първото уравнение (4.8). Към

входа на втория интегратор се подава директно величината x_1 , според (4.9).


След това се задават атрибутите на интеграторите GAIN (усилване) и IC (начални условия) чрез двукратно щракване върху графичните символи на интеграторите, влизане в прозорците им и задаване стойности на атрибутите. Усилването и за двата интегратора се задава 1, а началните условия са $IC=0$ за първия и $IC=0.25$ за втория интегратор.



Фиг. 4.7

На изходите на двата интегратора се поставят маркери за напрежение с **Markers/Mark Voltage** () , за изчертаване в Probe на графиките във времето на двете променливи величини x_1 и x_2 .

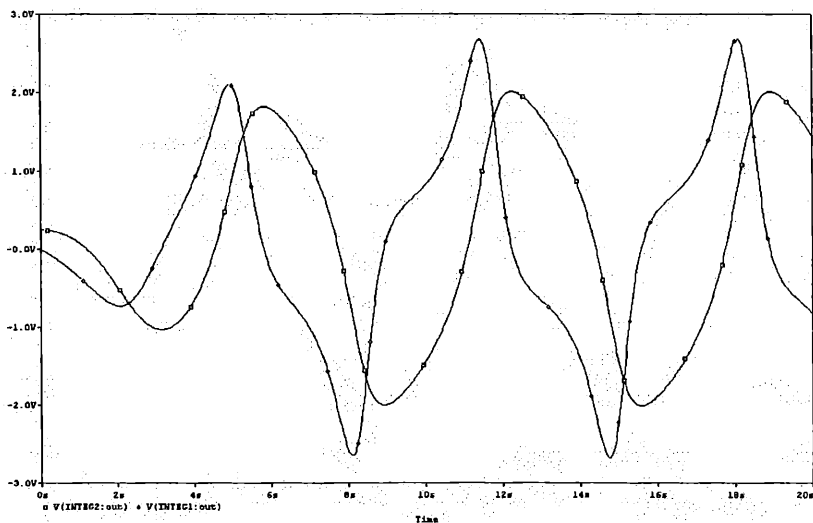
Настройка на режима за анализ на преходен процес

Избира се **Analysis/Setup** () . Маркира се режим **Transient** и с щракване върху бутона се влиза в прозореца за настройка на режима. Задават се параметрите:

- Print Step – 0.02s
- Final Time – 20s
- Step Ceiling – 0.02s

Маркира се с отметка **Skip initial transient solution.**


Излиза се от **Transient** с щракване върху бутон **OK** и с щракване върху бутон **Close** се излиза от **Setup**.



Фиг. 4.8

Стартиране на анализа и разглеждане на резултатите

Анализът се стартира с избор **Analysis/Simulate** или с кла-

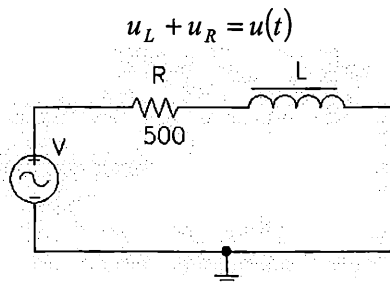
виш **<F11>**, или с бутон . След завършването му автоматично се стартира Probe и се визуализират функциите във времето $x_1(t)$ и $x_2(t)$ (фиг. 4.8).

4.3. Анализ на преходен процес в нелинейна бобина при включване към синусоидално е.д.н.

Към последователно съединение на резистор със съпротивление $R=500 \Omega$ и нелинеен индуктивен елемент с нелинейна характеристика $i = k\psi^5$, $k=1.5$ се включва източник на синусоидално е.д.н. от вида $u(t) = 1200\sqrt{2} \sin(2\pi 400t + \alpha)$ V (фиг. 4.) (зад. 14.2 от 5).

Да се определи най-голямото възможно отношение на максималния ток на преходния процес към амплитудата на установения режим.

За веригата след комутацията може да се запише следното уравнение по втория закон на Кирхоф:



Фиг. 4.9

Имайки предвид, че напрежението върху нелинейна боби-на се записва като $u_L = \frac{d\Psi}{dt}$, а напрежението върху резистора – като $u_R = Ri = Rk\Psi^5$, се получава следното диференциално уравне-ние, описващо преходния процес във веригата:

$$\frac{d\Psi}{dt} + Rk\Psi^5 = u_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (4.10)$$

Това диференциално уравнение ще бъде моделирано с из-ползване на аналоговите блокове от библиотеката `abm.slb`. На-чалната фаза на входното напрежение в момента на затварянето на ключа ще бъде определена от условието за получаване на най-голяма стойност на пълния поток Ψ и тока i . Това може да се осъществи с числен експеримент, при който ще се варира фа-зата α чрез използване на параметричен анализ.

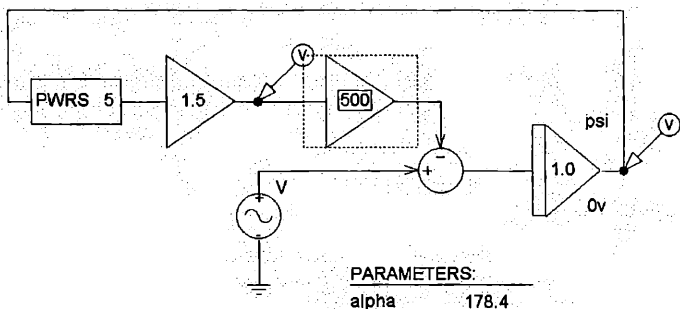
За да се моделира диференциалното уравнение (4.10), то се представя в нормална форма:

$$\frac{d\Psi}{dt} = -Rk\Psi^5 + u_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (4.11)$$


За съставянето на аналоговия модел на уравнението е не-обходимо да се използват интегратор (INTEG), изваждащ блок (DIFF), източник на синусоидално е.д.н. (VSIN), два усилвател-ни блока (GAIN) и блок за повдигане на степен (PWRS).

Двата израза от дясната страна на уравнението се формират, изваждат се и резултатът се подава към входа на интегратора, от чийто изход се получава пълният поток Ψ .

Аналоговата схема се съставя така (фиг. 4.10):



Фиг. 4.10

1. С избор **Draw/Get New Part** () се позиционира елемент **INTEG**. С двукратно щракване върху графичния символ на интегратора се активира прозорец с атрибутите му: **GAIN** – задава се 1, и **IC** – задава се 0 (ток през бобината преди комутацията не е текъл, следователно и пълният поток е бил нулев). Щраква се върху **OK** и се излиза от прозореца.

2. Позиционира се елемент **PWR5** (блок за повдигане на степен), двукратно се щраква върху графичния му символ и в отворения прозорец се задава стойност на атрибута **EXP=5**. Входът на този елемент се свързва към изхода на интегратора (т.е. пълният поток от изхода на интегратора се повдига на пета степен).

3. Позиционират се два усилвателни блока **GAIN**, свързват се последователно и им се задават стойности на усилването 1.5 и 500. Входът на първия блок се свързва към изхода на блок **PWR5**.

4. Позиционира се източник на синусоидално напрежение **VSIN** (предназначен за режим на изследване на преходни процеси). Щраква се двукратно върху графичния му символ и се задават стойности на атрибутите му:


VOFF=0
VAMPL=1697
FREQ=400
PHASE={alpha}
TD=0
DF=0


На атрибутите AC и DC не се задава нищо.


Трябва да се отбележи, че на атрибута PHASE (фаза) не се задава числена стойност, а параметър, наречен *alpha*, който ще се варира с параметричния анализ.

Към долния край на този източник се свързва символ за маса (EGND).


5. Позиционира се изваждащ блок DIFF, като към (-) входа се подава сигнал от изхода на втория блок GAIN, а към (+) входа се подава сигнал от източника VSIN. Изходът на блока DIFF се свързва към входа на интегратора.

Свързването на елементите с проводници се осъществява с избор **Draw/Wire** ()

6. Позиционира се елемент PARAM с **Draw/Get New Part** () . След това с двойно щракване върху символа PARAMETERS се извиква прозорец с атрибутите му. На атрибута NAME1 се задава името на параметъра *alpha*, а на атрибута VALUE1 се задава някаква стойност на параметъра, например 90. Запазват се атрибутите със **Save Attr.** и се излиза от прозореца с **OK.**

7. Поставят се маркер за напрежение на изхода на интегратора с **Markers/Mark Voltage** () за наблюдаване на пълния поток Ψ и втори маркер за напрежение след блока GAIN с усилване 1.5, с който се наблюдава токът във веригата.

Настройка на режима за анализ на преходен процес

Избира се **Analysis/Setup** () . Маркира се режим **Transient** и с щракване върху бутона се влиза в прозореца за настройка на режима. Задават се параметрите:

- Print Step - 0.1ms
- Final Time - 30ms
- Step Ceiling - 0.1ms

Маркира се с отметка **Skip initial transient solution**.

Излиза се от режим **Transient** с щракване върху бутон **OK** и с щракване върху бутон **Close** се излиза от **Setup**.

Настройка на режима за параметричен анализ

(с **Analysis/Setup** или )

1. Маркира се режим **Parametric**.

2. Щраква се върху бутона с надпис **Parametric**, с което се влиза в прозореца за настройка на режима “Параметричен анализ”.

3. Маркира се избор **Global Parameter** (глобален параметър) в полето **Sweep Var. Type** (тип на варираната променлива).

4. Маркира се избор **Linear** (линейно изменение) в полето **Sweep Type** (начин на изменение на променливата).

5. Въвежда се името на променливата величина *alpha* в полето **Name** (име).

6. Въвеждат се:


Start Value – 0 (начална стойност, в градуси)

End Value – 180 (крайна стойност, в градуси)


Increment – 5 (стъпка, в градуси)

7. Щраква се върху бутон **OK**, с което се излиза от настройката на параметричния анализ.


8. Щраква се върху бутон **Close**, с което се излиза от прозореца **Setup**.

Стартира се анализът с **PSpice** с избор **Analysis/Simulate** или с функционален клавиш **<F11>**, или с бутон . Анализът на синусоидалния режим се извършва за всяка от 37-те стойности ($180/5=36+1=37$) на параметъра *alpha* в зададения обхват. Ходът на анализа се вижда в отворения прозорец **PSpice**.

След завършването на анализа постпроцесорът **Probe** се стартира автоматично. Най-напред се показва екран, озаглавен **Available Sections Screen** (екран с наличните секции от решението, за всяка от стойностите на използвания параметър). Избират се всички секции с щракване върху бутона **All**, след което се щраква върху бутона **OK**.

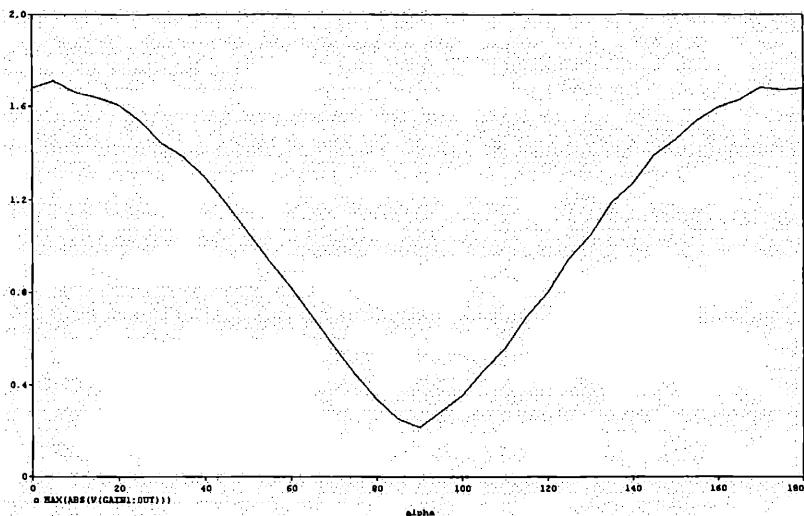
Сменя се променливата по оста **X**, с избор **Performance Analysis** чрез бутон . С това променливата по абсцисата се

променя на името на параметъра α .



Въвежда се формула за определяне на максимален по абсолютна стойност ток, като първо се избира **Trace/Add** (). В полето Trace Expression се въвежда формулата:

$$\text{Max}(\text{abs}(\text{V}(\text{GAIN1:OUT})))$$

Щраква върху **OK**, за да се възприеме формулата, и в резултат в прозореца се изчертава зависимостта на пиковия ток от стойността на началната фаза на входното напрежение (фиг. 4.11).




Фиг. 4.11

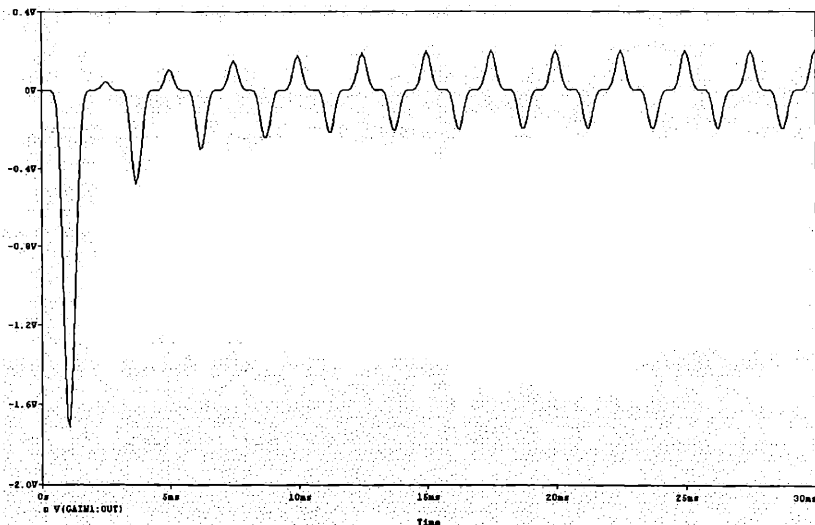
Вижда се, че тази зависимост има максимум, който се намира с избор **Tools/Cursor/Display** () и след това **Tools/Cursor/Max** (). Оказва се, че има два приблизително равни максимума, около 1.7 A, при $\alpha=5^\circ$ и при $\alpha=178.4^\circ$. С допълнително стесняване на обхвата на изменение на α се получава, че истинският максимум е при $\alpha=178.4^\circ$ със стойност $i_{\max}=1.722\text{A}$.

Амплитудната стойност на стационарния ток в края на разглеждания интервал от време, където можем да считаме, че преходният процес е затихнал, е $i_m=0.2\text{A}$. Следователно макси-

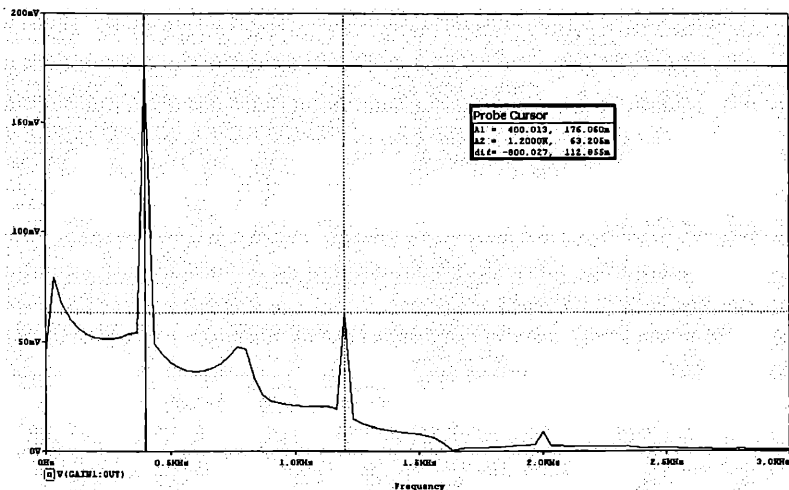
малното отношение на преходната към стационарната амплитуда на тока е $1.722/0.2=8.61$ пъти. Този резултат се различава почти двукратно от резултата, получен в зад. 14.2, стр. 452, от [5], където е намерено максимално отношение 20.6. Там е използван т.нар. метод на условната линеаризация, който е един приближителен метод, така че различията в резултатите са обясними. За стационарната амплитуда на тока обаче резултатите са много близки: 0.2A и 0.21A.

От графиката на тока (фиг. 4.12) се вижда, че формата на стационарния ток във времето е силно несинусоидална. Това е характерно за вериги, които са захранени с идеален източник на напрежение. Поради наличието на нелинеен елемент формата на тока се деформира значително. Възможно е да се направи допълнително Фурие-анализ на кривата на тока в Probe с използване на бутон . От получения честотен спектър се вижда, че в кривата на тока има значителен трети хармоник и сравнително по-малък пети хармоник (фиг. 4.13).

Не трябва да се забравя, че Фурие-анализа се извършва за последния период на колебанието от разглеждания времеви интервал.



Фиг 4.12



Фиг. 4.13

4.4. Анализ на стационарен постояннотоков режим в нелинейни резистивни вериги

4.4.1. Анализ на стационарен постояннотоков режим в нелинейна резистивна верига – 1

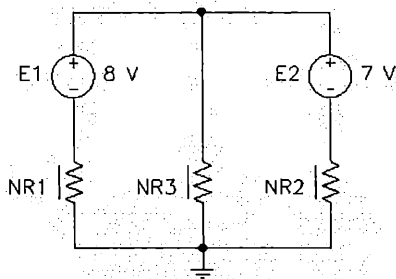
На фиг. 4.14 е показана схемата на верига с три нелинейни резистора, за които са зададени следните нелинейни характеристики (токовете са в ампера, напреженията във волти):

$$I_1 = \sqrt[3]{0.01U_1} \quad I_2 = \sqrt[3]{0.005U_2} \quad I_3 = 0.01U_3^3$$

Електродвижещите напрежения на източниците са $E_1=8\text{ V}$ и $E_2=7\text{ V}$.

Да се определят напреженията и токовете в нелинейните елементи.

Въвежда се схемата в **Schematics**, като всеки нелинеен резистор от изходната схема трябва да се замени с подходящ модел (зависим източник на напрежение или ток). Какъв да бъде зависимият източник се определя от вида, в който е зададена нелинейната характеристика.



Фиг. 4.14

Може да се използват някои от следните елементи на **PSpice**, представляващи зависими източници (в библиотека `abm.slb`):

- **GVALUE** – зависим източник на ток, за който управлението може да се зададе като математически израз, свързващ изходния ток и входната величина. Входната величина може да бъде: напрежението между входните изводи, потенциал на произволен възел, или напрежението между два произволни възела или ток в произволен елемент от веригата. Математическият израз се задава в полето `Value` за атрибута `EXPR`. Прозорецът с атрибутите се извиква с двукратно щракване върху символа на елемента.

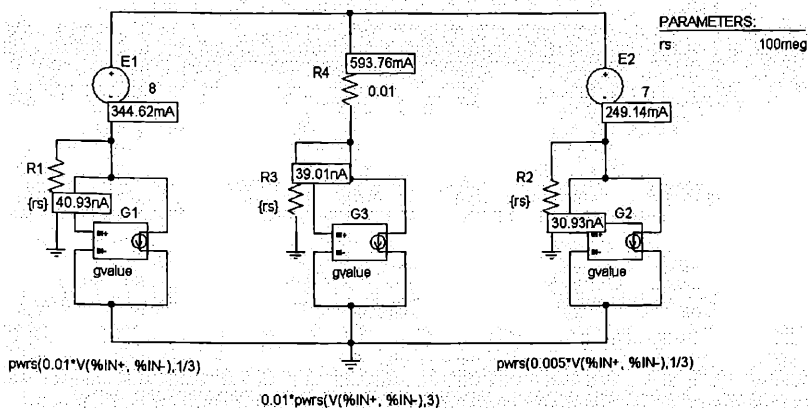
- **EVALUE** – зависим източник на е.д.н., за който управлението може да се зададе като математически израз, свързващ изходното е.д.н. и входната величина. Входната величина може да бъде: напрежението между входните изводи, потенциал на произволен възел, или напрежението между два произволни възела, или ток в източник на е.д.н. (ако няма източник на е.д.н. в клона, чийто ток искаме да използваме като управляваща величина, то може да се въведе фиктивен такъв със стойност 0 V).

- **GTABLE** – зависим източник на ток, за който управлението може да се зададе като таблица. Таблицата се задава, като се извика прозорецът с атрибутите на елемента, щраква се върху атрибута `TABLE`, при което той се премества в полето `Name`. В полето `Value` се въвеждат двойките стойности от таблицата (аргумент, функция), заградени с малки скоби. Входната величина по подразбиране е напрежението на входа $V(\%IN+, \%IN-)$ и е за-

дадена като стойност на атрибута EXPR. Изразът за входната величина може да се променя според нуждите, което допринася за гъвкавостта на използването на този елемент.

- ETABLE – зависим източник на напрежение, за който управлението може да се зададе като таблица. В сила са подробностите, казани по-горе.

Тъй като в случая нелинейните характеристики са зададени във вида $I=f(U)$, е необходимо да се използва елемент GVALUE, представляващ зависим източник на ток, управляван с напрежение, с аналитичен израз за връзката между изход и вход. Изводите на входа са означени с IN+ и IN-, а изводите на изхода са тези на зависимия източник на ток. Тъй като с елемента GVALUE, който е четириполусен елемент, трябва да се представи нелинеен резистор, който е двуполусен елемент, то “+” и “-” изводите на входа и на изхода се свързват в паралел (фиг. 4.15).



Фиг. 4.15

Нелинейните зависимости между входното напрежение и изходния ток се въвеждат като математически изрази в полето Value на атрибутите EXPR на елементите GVALUE:

За G1: $pwr_s(0.01 * V(\%IN+, \%IN-), 1/3)$

За G2: $pwr_s(0.005 * V(\%IN+, \%IN-), 1/3)$

За G3: $0.01 * pwr_s(V(\%IN+, \%IN-), 3)$

$$\begin{aligned} \text{Тук е използвана функцията } \text{pwr}(x,y) &= +|x|^y && (\text{ако } x > 0) \\ &= -|x|^y && (\text{ако } x < 0) \end{aligned}$$

за повдигане на степен със запазване знака на първия аргумент. Това е необходимо при моделиране на нечетни функции, каквито са зададените в случая нелинейни характеристики.

Позиционират се също независимите източниците на постоянно е.д.н. E1 и E2 (елемент VSRC) и им се задават стойности съответно 8V и 7V. Позиционира се символ за обща маса (елемент EGND).

Свързват се елементите с проводници с избор **Draw/Wire**



Освен това паралелно на елементите GVALUE е необходимо да се включат резистори с много голяма стойност (например 100MΩ – да не се забравя, че тази стойност се въвежда като 100meg), защото в противен случай се появява съобщение, че възлите, съответстващи на горните изводи на G1, G2 и G3, нямат постояннотокова връзка към маса и анализът не може да се осъществи.

За отчитане на токовете в клоновете се активира бутон



Тогава, след постояннотоковия анализ, в съседство с всеки елемент R, L, C, E ще се появи малко поле със стойността на тока. За тази цел, за да се наблюдава тока в клоната с G3, се свързва последователно резистор R4 с много малка стойност (0.01 Ω)

Настройка **Analysis/Setup** не се прави, защото се използва подразбиращият се режим за анализ – анализ на постояннотокова работна точка (**Bias Point Calculation**).

Стартира се анализът с **Analysis/Simulate**  и след

приключването му числените стойности за токовете в клоновете се появяват до символите на елементите. Посоките на тези токове могат да се видят като се щракне върху стойността им. В случая се получават следните стойности за токовете:

$$I_1=344.62 \text{ mA} \quad I_2=249.14 \text{ mA} \quad I_3=593.76 \text{ mA}$$

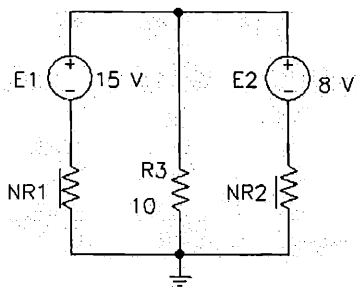
които са много близки до резултатите, получени в [6]:

$$I_1=345 \text{ mA} \quad I_2=250 \text{ mA} \quad I_3=595 \text{ mA}$$

4.4.2. Анализ на стационарен постоянен ток режим в нелинейна резистивна верига – 2

В схемата на фиг. 4.16 са зададени $E_1=15V$, $E_2=8V$, $R_3=10\Omega$, и два нелинейни елемента, чиито характеристики са апроксимирани със следните зависимости (токовете са в ампери, напреженията са във волти):

$$U_1 = 30I_1 + 2000I_1^3 \quad U_2 = 30I_2 + 2000I_2^3$$



Фиг. 4.16

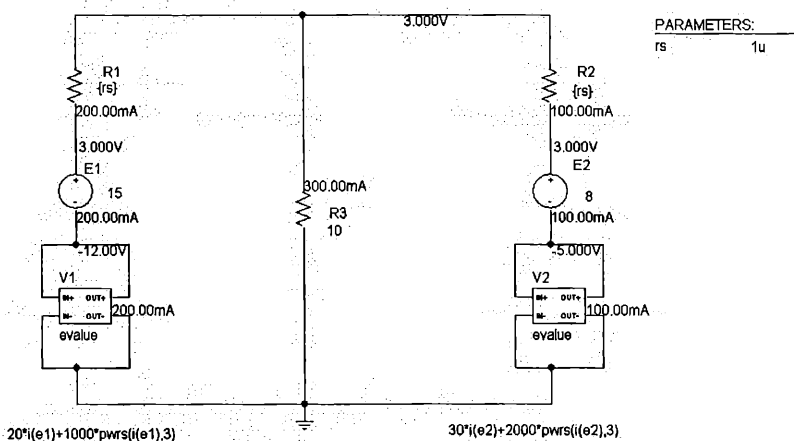
Да се определят всички токове и напреженията върху нелинейните елементи.

В случая, поради използването на нелинейни зависимости от вида $U=f(I)$ е необходимо нелинейните резистори да се моделират с елемент EVALUE, който представлява зависим източник на напрежение, управляван с напрежение. Позиционират се два такива елемента с означения V1 и V2 (фиг. 4.17).

Входните изводи на V1 и V2 са означени с IN+ и IN-, а изводите на изхода с OUT+ и OUT-. Тъй като с елемента EVALUE (който е четириполюсен елемент) трябва да се представи нелинеен резистор (който е двуполусен елемент), то + и - изводите на входа и на изхода се свързват в паралел.

За да се получи израз за нелинейно съпротивление, трябва да се зададе напрежението на зависимия източник на е.д.н. като функция на тока през него, съгласно зададените нелинейни зависимости. Тези зависимости се въвеждат като математически изрази в полето Value на атрибутите EXPR на елементите EVALUE:

$$\begin{aligned} \text{За V1: } & 20*i(e1)+1000*pwr(i(e1),3) \\ \text{За V2: } & 30*i(e2)+2000*pwr(i(e2),3) \end{aligned}$$



Фиг. 4.17


Тук отново е използвана функцията $pwr(x,y)$ за повдигане на степен със запазване знака на първия аргумент, тъй като зададените нелинейни характеристики са нечетни.



Позиционират се също независимите източниците на постоянно е.д.н. E1 и E2 (елемент VSRC) и им се задават стойности съответно 15V и 8V. Позиционира се резистор с означение R3 и стойност 10 Ω.

Позиционира се символ за обща маса (елемент EGND).

Освен това последователно на елементите EVALUE е необходимо да се включат резистори с много малка стойност (например $1\mu\Omega$), защото в противен случай се появява съобщение, че са образувани контури, съдържащи само източници на е.д.н., и анализът не може да се осъществи.

Analysis/Setup не се прави, защото се използва подразбиращият се режим за анализ – анализ на постояннотокова работна точка (**Bias Point Calculation**).

Стартира се анализът с **Analysis/Simulate** .

За отчитане на токовете в клоновете и напреженията на възлите се активират бутони  и . Тогава в съседство с всеки елемент R, L, C, E ще се появи малко поле със стойността на тока, а в съседство с всеки възел ще се появи стойността на потенциала на възела.

В случая се получават следните стойности за токовете и за напреженията върху нелинейните елементи:

$$I1=200 \text{ mA} \quad I2=100 \text{ mA} \quad I3=300 \text{ mA}$$

$$U1=-12.00 \text{ V} \quad U2=-5.00 \text{ V}$$

които съвпадат с резултатите, получени в [6]:

$$I1=0.2 \text{ A} \quad I2=0.1 \text{ A} \quad I3=0.3 \text{ A}$$

$$U1=12 \text{ V} \quad U2=5 \text{ V}$$

4.4.3. Анализ на стационарен постоянен ток режим в нелинейна резистивна верига – 3

Верига с два възела и три клона (фиг. 4.15) се състои от три нелинейни двуполюсника NR1, NR2 и NR3 с еднакви нелинейни характеристики, показани в табл. 4.2, и два източника на постоянно е.д.н. $V1=5\text{V}$ и $V2=15\text{V}$.

Таблица 4.2

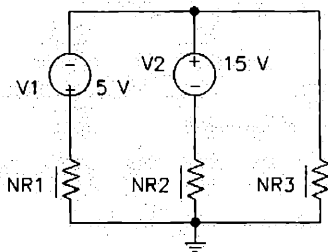
U	V	0	2.5	5	10	15	20	25
I	A	0	0.12	0.2	0.325	0.4	0.45	0.475

Да се определят токовете в клоновете на двуполюсника.

Въвежда се схемата в **Schematics** (фиг. 4.18), като всеки нелинеен елемент от изходната схема се заменя със зависим източник на ток GTABLE, чието управление се задава като таблица. Изборът на елемент GTABLE е продиктуван от вида на нелинейната характеристика $I=f(U)$ и начина на нейното задаване (във вид на таблица).

Тук трябва да се вземе предвид и следното съображение. Във веригата има два източника (т.е. тя е сложна), което означава, че действителните посоки на токовете в клоновете могат да бъдат различни от предварително избраните условни посоки (те


се въвеждат неявно с избора на ориентация на елементите при позиционирането им). Т.е. знаците на числените стойности на токовете могат да бъдат както положителни, така и отрицателни. Което означава, че нелинейните характеристики трябва да могат да приемат както положителни, така и отрицателни стойности за аргумента си. В случая нелинейната характеристика е зададена само за положителни стойности на аргумента y . За да бъде тя използвана и при отрицателни стойности на нейния аргумент, е необходимо да се допълни симетрично относно центъра на координатната система. Тогава при отрицателен ток от нея ще се получава отрицателно напрежение, т.е. съпротивлението ще бъде отново положително, което е характерно за нелинейните резистори.



Фиг. 4.18

Въвежда се схемата от фиг. 4.19.

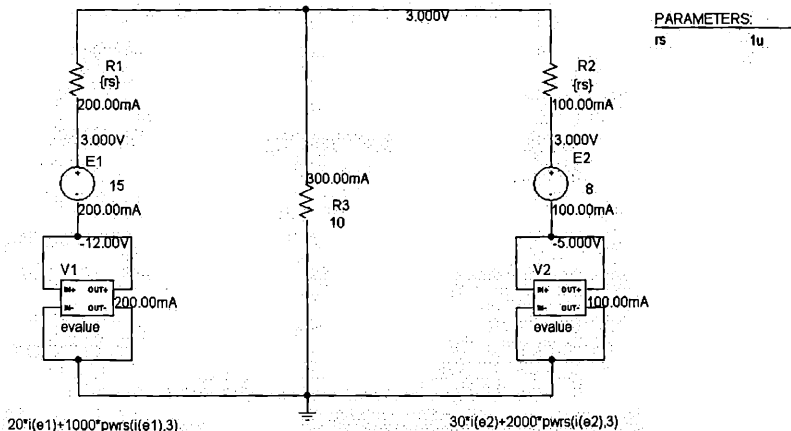
Най-напред се позиционира един елемент GTABLE с из-

бор **Draw/Get New Part** или  и се въвежда името на елемента. Изводите на входа са означени с $IN+$ и $IN-$, а изводите на изхода са тези на зависимия източник на ток. Тъй като с елемента GTABLE (четириполусен елемент), трябва да се представи нелинеен резистор (двуполусен елемент), то $+$ и $-$ изводите на входа и на изхода се свързват в паралел.

След това се въвеждат атрибутите му – таблицата с нелинейната характеристика и независимата променлива. Атрибутите на GTABLE се задават като се щраква двукратно върху графичния символ на GTABLE. С това се извиква прозорецът с атрибутите на елемента, щраква се върху атрибута TABLE, при което той се премества в полето Name. В полето Value се въвеждат

двойките стойности от таблицата (аргумент, функция), заградени с малки скоби:

(-25, -0.475) (-20, -0.45) (-15, -0.4) (-10, -0.325) (-5, -0.2) (-2.5, -0.12)
 (0, 0) (2.5, 0.12) (5, 0.2) (10, 0.325) (15, 0.4) (20, 0.45) (25, 0.475)



Фиг. 4.19

Входната величина по подразбиране е напрежението на входа V(%IN+,%IN-) и е зададена като стойност на атрибута EXPR. При паралелното свързване изводите на входа и на изхода фактически входната величина ще бъде напрежението върху нелинейния елемент (върху зависимия източник на ток). Изходната величина ще бъде токът на зависимия източник на ток GTABLE.

След това този елемент се копира два пъти (маркиране с щракване върху графичния символ на елемента, избор **Edit/Copy**, преместване на курсора на ново място и избор **Edit/Paste**), за да се позиционират останалите два нелинейни елемента. С това се спестява въвеждането на нелинейните им характеристики, понеже в тази задача те са еднакви и не е необходимо да се въвеждат за всеки елемент поотделно.

Позиционират се също независимите източниците на постоянно е.д.н. V1 и V2 (елемент VSRC) и им се задават стойности съответно 5V и 15V.

Позиционира се символ за обща маса (елемент EGND).

Свързват се елементите с проводници с избор **Draw/Wire**



Освен това паралелно на елементите GTABLE е необходимо да се включат резистори с голяма стойност на съпротивлението, например $1\text{M}\Omega$ (1meg), за осъществяване на връзка към маса за възлите, към които се свързват горните изводи на тези елементи.

Настройка на режима за анализ **Analysis/Setup** не се прави, защото се използва подразбиращият се режим за анализ – анализ на постояннотокова работна точка (**Bias Point Calculation**).

Стартира се анализът с **Analysis/Simulate** 

За отчитане на токовете в клоновете се активира бутони



В случая се получават следните стойности за токовете:

$$I1=256.84 \text{ mA} \quad I2=-365.91 \text{ mA} \quad I3=109.07 \text{ mA}$$

които са много близки до резултатите, получени по графичен начин в [7]:

$$I1=0.26\text{A} \quad I2=-0.37\text{A} \quad I3=0.11\text{A}$$

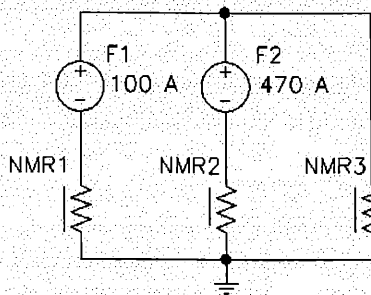
4.5. Анализ на стационарен режим в нелинейна магнитна верига

Магнитната верига на фиг. 4.20 (зад. 12. 15 от [5]) се състои от магнитопровод с три клона и две намотки. Магнитопроводът е направен от електротехническа стомана 1512 (B-H характеристиката е показана в табл. 4.3) и има следните размери: $L_1=30\text{cm}$, $L_2=12\text{cm}$, $L_3=30\text{cm}$; $S_1=S_2=S_3=15\text{cm}^2$; Намотките имат м.д.н. $F_1=I_1 \cdot w_1=100\text{A}$ и $F_2=I_2 \cdot w_2=470\text{A}$.

Да се определи магнитната индукция във всеки клон.

Таблица 4.3

H	A/m	0	20	40	100	140	180	240	400	600	800
B	T	0	0.11	0.35	0.73	0.87	0.96	1.06	1.16	1.25	1.32
H	A/m	1000	1200	1400	1800	2200	2400	4000	8000	12000	
B	T	1.37	1.40	1.44	1.48	1.50	1.51	1.57	1.68	1.76	



Фиг. 4.20

Въвежда се схемата в **Schematics**, като всеки участък от нелинейната магнитна верига се заменя със зависим източник на ток **GTABLE**, чието управление се задава като таблица. В условието е зададена нелинейната характеристика $V=f(H)$. При създаването на модел на нелинеен участък обаче е удобно да се използва нелинейна характеристика от вида $\Phi=f(U_\mu)$, която е аналог на нелинейната характеристика $I=f(U)$, използвана за нелинейни резистори в предходния пример.

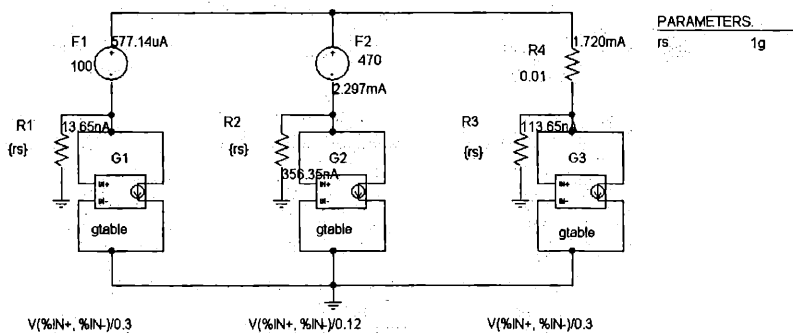
Или: на ток в електрическите вериги отговаря магнитен поток при магнитните вериги, на напрежение при електрическите вериги отговаря магнитно напрежение при магнитните вериги. За да се получи характеристиката $\Phi=f(U_\mu)$ за всеки участък, се взема предвид, че $\Phi=B \cdot s$, а $U_\mu=H \cdot L$. Умножават се стойностите на B от табл. 4.3. със сечението на участъка s (едно и също за всички участъци). Така се получава характеристиката $\Phi=f(H)$. Аргументът на тази функция за всеки нелинеен участък (нелинеен елемент **GTABLE**), ще се получава като се дели магнитното напрежение U_μ върху елемента на дължината на участъка L .

Тъй като тук е възможно магнитните потоци и напрежения да имат отрицателни стойности (това е така при сложни вериги с няколко източника), нелинейната характеристика $\Phi=f(H)$ трябва да се допълни симетрично относно центъра на координатната система.

Най-напред се позиционира един елемент **GTABLE** с избор **Draw/Get New Part** и въвеждане името на елемента. Изводите на входа и на изхода му се свързват в паралел (фиг. 4.21).

След това се въвеждат атрибутите му – таблицата с нелинейната характеристика и независимата променлива. Атрибутите на GTABLE се задават, като се щраква двукратно върху графичния му символ. С това се извиква прозорецът с атрибутите на елемента, щраква се върху атрибута TABLE, при което той се премества в полето Name. В полето Value се въвеждат двойките стойности от таблицата (аргумент Н, функция Φ), заградени с малки скоби:

(-12000, -2.64e-3) (-8000, -2.52e-3) (-4000, -2.355e-3) (-2400, -2.265e-3)
 (-2200, -2.25e-3) (-1800, -2.22e-3) (-1400, -2.16e-3) (-1200, -2.1e-3)
 (-1000, -2.055e-3) (-800, -1.98e-3) (-600, -1.875e-3) (-400, -1.74e-3)
 (-240, -1.59e-3) (-180, -1.44e-3) (-100, -1.095e-3) (-40, -5.25e-4) (-20, -1.65e-4)
 (0, 0) (20, 1.65e-4) (40, 5.25e-4) (100, 1.095e-3) (140, 1.305e-3) (180, 1.44e-3)
 (240, 1.59e-3) (400, 1.74e-3) (600, 1.875e-3) (800, 1.98e-3) (1000, 2.055e-3)
 (1200, 2.1e-3) (1400, 2.16e-3) (1800, 2.22e-3) (2200, 2.25e-3) (2400, 2.265e-3)
 (4000, 2.355e-3) (8000, 2.52e-3) (12000, 2.64e-3)



Фиг. 4.21

Като стойност на атрибута EXPR е зададено по подразбиране напрежението на входа $V(\%IN+, \%IN-)$, т.е. магнитното напрежение. В този случай, за да се получи Н като входна величина, магнитното напрежение на участъка се дели на дължината на участъка: $V(\%IN+, \%IN-)/0.3$ (за втория и третия участък се дели съответно на 0.12 и 0.3).

След това този елемент се копира два пъти (маркира се с щракване върху графичния символ на елемента, избира се **Edit/Copy**, премества се курсорът на ново място и се избира **Edit/Paste**), за да се позиционират останалите два нелинейни

елемента. С това се спестява въвеждането на нелинейните им характеристики, понеже в тази задача те са еднакви и не е необходимо да се въвеждат за всеки елемент поотделно. Необходимо е само атрибутът EXPR да се раздели на дължината на участъка (0.12 и 0.3 за втория и третия елемент), за да се получи H.

Позиционират се също независимите източниците на постоянно м.д.н. F1 и F2, които се представят с източници на напрежение (елемент VSRC) и им се задават стойности съответно 100 и 470.

Освен това паралелно на елементите GTABLE е необходимо да се включат резистори с голяма стойност на съпротивлението, например $1\text{G}\Omega$, за осъществяване на връзка към маса за възлите, към които се свързват горните изводи на тези елементи.


Позиционира се символ за обща маса (елемент EGND).

Свързват се елементите с проводници с избор **Draw/Wire**



Настройка на режима за анализ с **Analysis/Setup** не се прави, защото се използва подразбиращият се режим за анализ – анализ на постояннотокова работна точка (**Bias Point Calculation**).

Стартира се анализът с **Analysis/Simulate** 

За отчитане на токовете (т.е., магнитните потоци) в клоновете се активира бутон 

В случая се получават следните стойности за магнитните потоци:

$$\Phi_1=577.14\text{e-6} \quad \Phi_2=2297\text{e-6} \quad \Phi_3=1720\text{e-6}$$

Накрая могат да се определят магнитните индукции в трите клона на магнитната верига:

$$B_1=\Phi_1/S_1=0.384 \text{ T} \quad B_2=\Phi_2/S_2=1.531 \text{ T} \quad B_3=\Phi_3/S_3=1.147 \text{ T}$$

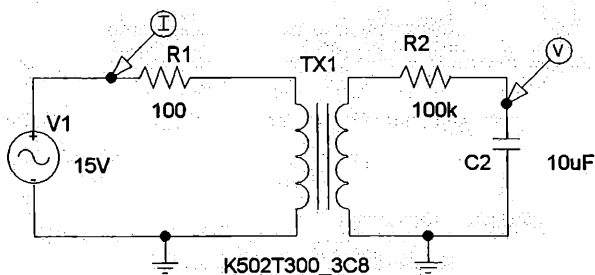
които са много близки до резултатите, получени в [6]:

$$B_1=0.38 \text{ T} \quad B_2=1.53 \text{ T} \quad B_3=1.15 \text{ T}$$

4.6. Снемане хистерезисния цикъл на феромагнитна сърцевина

В този пример с PSpice е моделирана известната експериментална постановка за снемане на хистерезисен цикъл на феромагнитна сърцевина с използване на осцилоскоп. Целта е да се

получи характеристиката $B=f(H)$ в рамките на един период на синусоидалното възбуждане, при което при изменение на интензитета H от $-H_{\max}$ до $+H_{\max}$ и обратно до $-H_{\max}$ се получава един пълен хистерезисен цикъл. Тук вместо осцилоскоп са използвани графичните възможности на **PSpice** (по-точно на постпроцесора **Probe**). Използваната схема е показана на фиг.4.22:



Фиг. 4.22

Използван е елемент “трансформатор с нелинейна сърцевина” с означение K502T300_3C8, намиращ се в символната библиотека eval.slb. Към първичната намотка е включен източник на синусоидално напрежение с честота $f=50\text{Hz}$ и амплитуда 15V (елемент VSIN).

Последователно на източника е включен резистор за ограничение на тока R_1 със съпротивление 100Ω . Във вторичната намотка е включена дефазираща група R_2-C_2 , с която се постига напрежението на кондензатора да бъде пропорционално на магнитната индукция B . Наистина, изменението на пълния магнитен поток във вторичната намотка на трансформатора ще бъде:

$$d\psi_2 = \omega_2 d\Phi_2 = \omega_2 S_2 dB \quad (4.12)$$

На изводите на намотката се получава следното индуктирано е.д.н.

$$e_2 = -\frac{d\psi_2}{dt} \quad (4.13)$$

а напрежението върху кондензатора C_2 ще бъде:

$$u_C = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int \frac{e_2 - u_C}{R_3} dt \quad (4.14)$$

Параметрите R_2 и C_2 се подбират така, че да е изпълнено равенството $1/\omega C_2 \ll R_2$, т.е. $e_2 \gg u_{C_2}$, затова

$$u_{C_2} = \frac{1}{R_2 C_2} \int e_2 dt = \frac{1}{R_2 C_2} \int d\psi_2 = \frac{w_2 S_2}{R_2 C_2} \int dB = \frac{w_2 S_2}{R_2 C_2} B \quad (4.15)$$

т.е. вижда се, че в този случай напрежението на кондензатора ще се изменя пропорционално на магнитната индукция B .

От друга страна, изменението на тока в първичната намотка е пропорционално на изменението на интензитета на магнитното поле H във феромагнитната сърцевина на трансформатора. Така че изчертаването на графиката $u_{C_2} = f(i_1)$ в рамките на един период на входното напрежение ще даде хистерезисния цикъл $B = f(H)$ на феромагнитната сърцевина.

Освен източник на синусоидално е.д.н. VSIN и трансформатор с феромагнитна сърцевина K502T300_3C8 се позиционират резистори R1, R2 и кондензатор C2. Свързват се елементите с проводници. Позиционират се два символа за маса за първичната и вторичната намотка.

Задават се стойностите на елементите $R1 = 100\Omega$, $R2 = 100\text{ k}\Omega$, $C2 = 10\mu\text{F}$, както и стойностите на атрибутите на източника VSIN: VAMPL=15V, FREQ=50Hz. Може да се провери, че при тези стойности се изпълнява условието $1/\omega C_2 = 15915\Omega \ll R_2 = 100\text{ k}\Omega$

Задават се атрибутите на трансформатора: брой навивки на първичната намотка (L1_TURNS=100) и вторичната намотка (L2_TURNS=1000) и коефициент на връзката между намотките (coupling=0.99).

Позиционират се маркер за наблюдаване на тока в първичната намотка и маркер за наблюдаване на напрежението върху кондензатора.

Настройка на режима за анализ на преходен процес

Избира се Analysis/Setup . Маркира се режим Transient и с щракване върху бутона се влиза в прозореца за настройка на режима.

Задават се параметрите:


- Print Step - 0.1ms
- No-print Delay - 50ms

Резултатите от анализа на преходния процес ще се извеждат за един период на захранващото напрежение – 20ms ($f=50\text{Hz}$, $T=1/f=1/50=0.02\text{s}$). Тук се задава и интервал, в който не се извеждат резултати (No-print Delay=50ms) с цел да премине първоначалният преходен процес, който в случая не е съществен, и се установи стационарен променливотоков режим (в случая той е несинусоидален поради наличието на нелинейна феромагнитна сърцевина).

Излиза се от Transient с щракване върху бутон **OK** и с щракване върху бутон **Close** се излиза от Setup.

Стартиране на анализа и разглеждане на резултатите

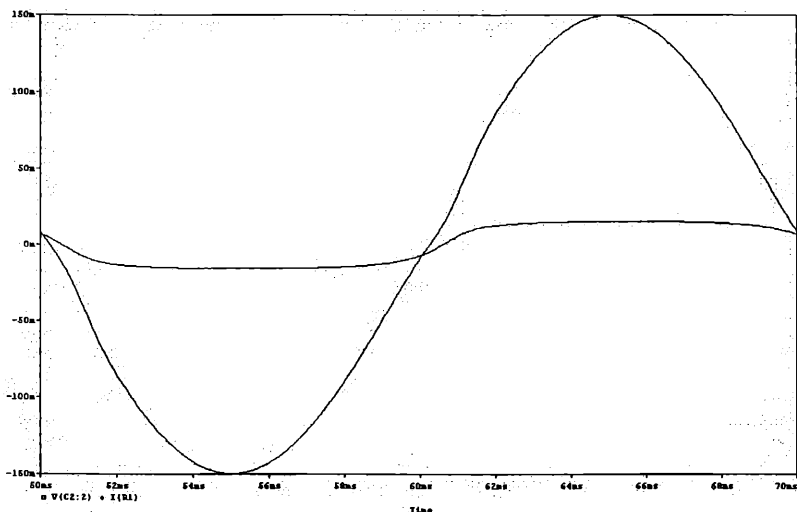
Анализът на схемата се стартира с избор **Analysis/Simulate**

или с клавиш <F11> или с бутон . След завършване на анализа автоматично се стартира Probe и се визуализират преходните характеристики на $i_1(t)$ и $u_{C2}(t)$ в рамките на един период (фиг. 4.23).

Вижда се, че токът $i_1(t)$ (т.е. $H(t)$) има почти синусоидална форма, което се дължи на факта, че входното напрежение е синусоидално и токът се определя основно от резистора R_1 (поради малкия брой на навивките на първичната намотка нейното съпротивление е много малко в сравнение с това на резистора R_1). Т.е. фактически схемата е захранена с източник на синусоидален ток. Обратно, зависимостта $u_{C2}(t)$ (т.е. $V(t)$) е силно несинусоидална (почти трапецоидална, което е характерно при наличие на насищане) поради влиянието на нелинейната сърцевина.

Целта е да се изчертае $u_{C2}=f(i_1)$, затова трябва да се смени величината по абсцисната ос, която по подразбиране при преходен анализ е времето t , с тока I_1 . За тази цел се избира **Plot/X Axis Settings**. В прозореца, който се отваря, се щраква върху бутон **Axis_Variable** и се избира $I(R1)$. Щраква се върху **OK**, с което се излиза от прозорец **Axis_Variable**, щраква се още веднъж върху **OK**, с което се излиза от прозорец **X Axis Settings**. С това се визуализират графиките $i_1(t)$ и $u_{C2}(t)$ във функция от $i_1(t)$. Графиката $i_1(t)$ се изтрива, като се маркира с щракване с курсора върху легендата ѝ и след това се натиска клавиш **Delete**. Върху

екрана остава само графиката $u_{C2}=f(i_1)$, която е пропорционална на търсения хистерезисен цикъл $B=f(H)$. Показваната графика е разтеглена по цялата ширина на екрана. Изображението може да се подобри, като се увеличат лявата и дясната граница за аргумента $I(R1)$. Това се прави с избор **Plot/X Axis Settings**, маркира се в прозорчето **Data Range** избор **User Defined** и се увеличават двукратно долната и горната граница за аргумента (-300mA, 300mA). Излиза се с **ОК**. Аналогично се променят долната и горната граница по Y-оста, с избор **Plot/Y-Axis Settings**, маркира се **Data Range – User Defined** и се въвеждат нови граници (-20mV, 20mV). С това изображението на хистерезисния цикъл се разполага оптимално върху графичното поле (фиг. 4.24) и става по-близко до обичайните графики на хистерезисни цикли.

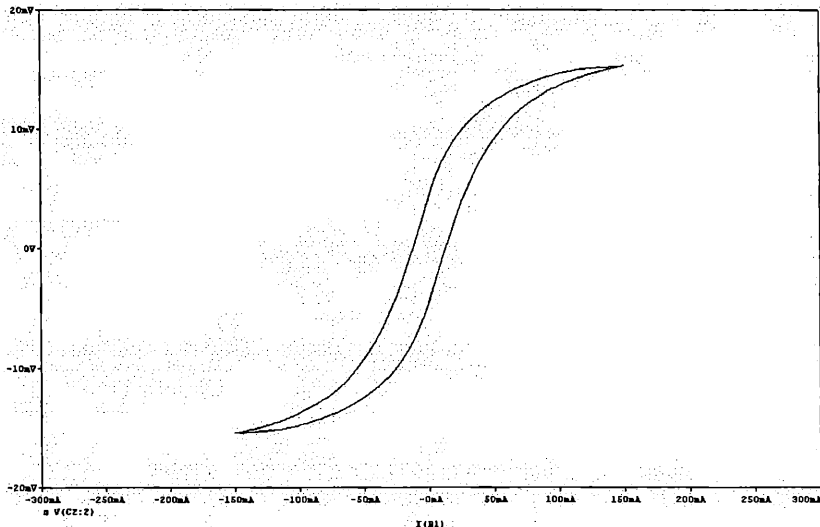


Фиг. 4.23

От електрическите величини i_1 и u_C , чрез които е изобразен хистерезисният цикъл, може да се определят полевите величини H и B , като се използват зависимостите:

$$H = w_1 i_1 \quad (4.16)$$

$$B = \frac{R_2 C}{w_2 S_2} u_C \quad (4.17)$$



Фиг. 4.24

4.7. Анализ на преходен процес в еднополупериоден изправител



На фиг. 4.25 е показана схемата на еднополупериоден изправител с полупроводников диод. Дадени са стойностите на товарното съпротивление $R=1k\Omega$ и на капацитета на филтровия кондензатор $C=100\mu F$. Входното напрежение е синусоидално, с описание

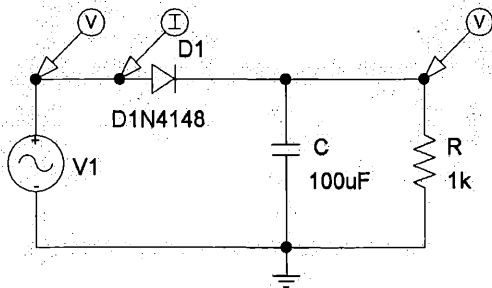
Да се намери формата на напрежението върху товарното съпротивление и на тока през диода с използване на **PSpice**.

При изследването с **PSpice** е използван източник на синусоидално е.д.н. **VSIN** с параметри:

- постояннотоково изместване $V_{OFF}=0V$
- амплитуда $V_{AMPL}=10V$
- честота $FREQ=50Hz$
- начална фаза $PHASE=0$

Използван е диод **D1N4148**, намиращ се в библиотеката **eval.slb**.

Поставят се маркери за снемане напреженията на входа и изхода с **Markers/Mark Voltage/Level** () и за тока през диода с **Markers/Mark Current into Pin** ().



Фиг. 4.25

Избира се режим изследване на преходен процес **Analysis/Setup/Transient**, с параметри:

Стъпка за отпечатване (Print Step) – 0.1ms

Крайно време за анализа (Final time) – 60ms (3 периода x 20ms)

Максимална стъпка (Step Ceiling) – 0.1ms.

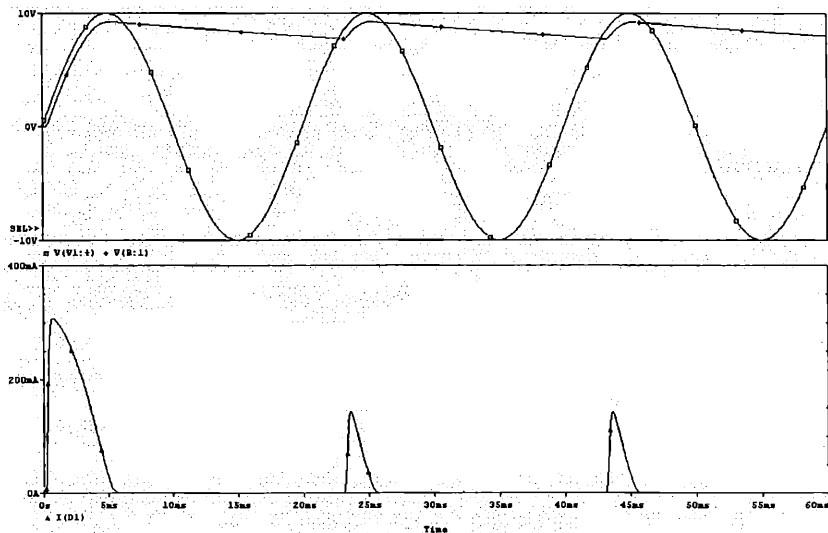
След симулацията в Probe се получават графиките от фиг. 4.26.

Понеже токът през диода е с малка стойност, за по-доброто му визуализиране е създадена нова координатна система с **Plot/Add Plot**. В нея е изчертана само кривата на тока с последователността от команди **Trace/Add/I(D1)/OK**. Първоначалната крива на тока се изтрива, като първо се маркира с щракване върху легендата и след това се избере **Edit/Cut**.

От графиките се вижда, че диодът е отпушен и ток през него тече, когато входното напрежение има по-висока стойност от напрежението върху кондензатора (т.е. товара). При запушен диод кондензаторът е отсъединен от входа и се разрежда през товарното съпротивление. Големината на пулсациите на изправеното напрежение може да се намали, като се повиши честотата на източника, като се увеличи капацитетът на филтровия кондензатор или като се премине към двуполупериодна изправителна схема.


Големината на пулсациите би могла да се оцени, ако се направи Фурие-анализ на кривата на изходното напрежение. За целта в прозореца **Analysis/Setup/Transient** се маркира **Enable Fourier** и се задават параметрите:

Централна честота	(Center Frequency)	- 50Hz
Брой хармоници	(Number of Harmonics)	- 10
Исходни променливи	(Output Vars)	- V(R1)



Фиг. 4.26

Резултатите от Фурие-анализа може да се разгледат, като се избере в главното меню на Schematics режим **Analysis/Examine Output**, при което се отваря файлът с изходните резултати, в чийто край се намира разделът с данни за Фурие-анализа.

Алтернативен начин е в постпроцесора **Probe** да се активира бутон , с който се включва Фурие-анализ и се изобразява спектъра на избраната величина.

За да се намери коефициентът на пулсациите на изходното напрежение, трябва да се определи ефективната стойности на всички хармоници, включително основния, и да се състави отношението на тази стойност към постоянната съставка. Приблизителната стойност на този коефициент може да се намери като отношение на първия хармоник и постоянната съставка на изходното напрежение:

$$K_{n(1)} = \frac{u_{R(1)}}{u_{R(0)}} = \frac{0,5338}{8,491} = 0,0628$$

ДОПЪЛНИТЕЛНИ ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА АНАЛИЗ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ С PSpICE

В настоящата глава се разглеждат няколко допълнителни анализа на електрически вериги и електронни схеми с PSpice. По-специално анализ на електрически вериги с отчитане на шума, статистически анализ и анализ на най-неблагоприятния случай. Тези възможности се използват много често при анализ на сложни електронни схеми и намират широко практическо приложение.

5.1. Анализ на влиянието на шумовете в електрически вериги – Noise Analysis

Непринудените флукуации в елементите от електронните схеми се наричат шумове, тъй като ако компонентите им за аудио честотите се усилят и подадат към говорител, в резултат се чува съскащо свистене (шум). Шумовете биват няколко вида топлинни, $1/f$ шумове и др. В проводящи среди топлинните шумове се дължат на случайното движение на електроните, което предизвиква “сблъсъци” между тях и вибриращите йони. В диелектриците например, топлинният шум се дължи на случайните пренамагнитвания на поляризираните молекули, които формират диполи.

В PSpice са предвидени възможности за отчитане на шумовете в моделите на резисторите и полупроводниковите прибори (диодни и транзистори). Тъй като моделите на полупроводниковите елементи са по-сложни, основната идея при изследването на влиянието на шумовете ще бъде обяснена само на база на топлинните шумове в резисторите. Тези шумове са *бели*, т.е. компонентите за всички честоти са с еднаква амплитуда. Поради това спектралната им плътност е константа. Важно е да се подчертае, че шумовете имат случаен характер и средната им стойност във времето е нула, докато средноквадратичното им отклонение е различно от нула.

Моделите за отчитане на шума в резисторите са два – от паралелен и от последователен тип. Моделът от паралелен тип е заместваща схема с резистор (без шумове), в паралел на който е включен идеален източник на ток, отчитащ шума. Средноквадратичната стойност на тока на този източник се дава с формулата:

$$\bar{i}^2 = \frac{4kT}{R} \Delta f ,$$

където:

$k=1.38 \cdot 10^{-23}$ W.sec/°K е константата на Болцман, T е температурата в K, R – съпротивлението на резистора, Δf – честотния диапазон в Hz.

Моделът от последователен тип се състои от резистор (без шумове), последователно на който е свързан източник на напрежение, отчитащ шума. Средноквадратичната стойност на напрежението на този източник е:

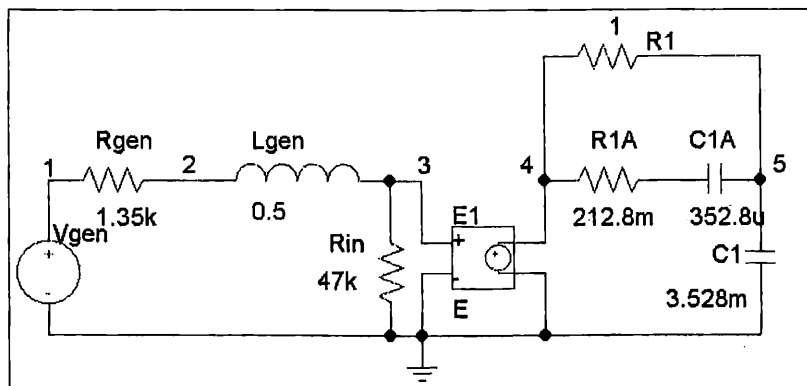
$$\bar{e}^2 = R^2 \bar{i}^2 = 4kTR\Delta f$$

Подходите с използване на двата типа заместващи схеми (от двата модела) са еквивалентни, но в **PSpice** се използва моделът със заместващата схема от паралелен тип, тъй като при използване на модела със заместваща схема от последователен тип се въвежда още един възел.

Изследването на шумовете се прави в честотна област и е неразделно свързано с честотния анализ в **PSpice**. При анализа на влиянието на шума върху дадена режимна характеристика (потенциал, напрежение) първоначално се изчислява влиянието от шума, обусловен от всеки от резисторите и полупроводниковите елементи върху тази характеристика. Използват се заместващи схеми, в които шумовете се отразяват с допълнителни източници и съответните предавателни функции между тези източници и търсената режимна характеристика. След това общото влияние се изчислява като средноквадратично от влиянието на шума, обусловен от всеки от резисторите и полупроводниковите елементи. Взема се средноквадратично отклонение, тъй като източниците, отразяващи шумовете в моделите, отразяват средноквадратични отклонения.

В **PSpice** допълнително се изчислява т.нар. *еквивалентен входен шум*. Това по същество е средноквадратичната стойност на един еквивалентен източник свързан с произволен възел (наречен входен, където има и независим източник), обуславящ същия общ шум в режимната характеристика, но при условие, че никой от елементите на веригата не генерира шум.

Нека е дадена схемата от фиг. 5.1.



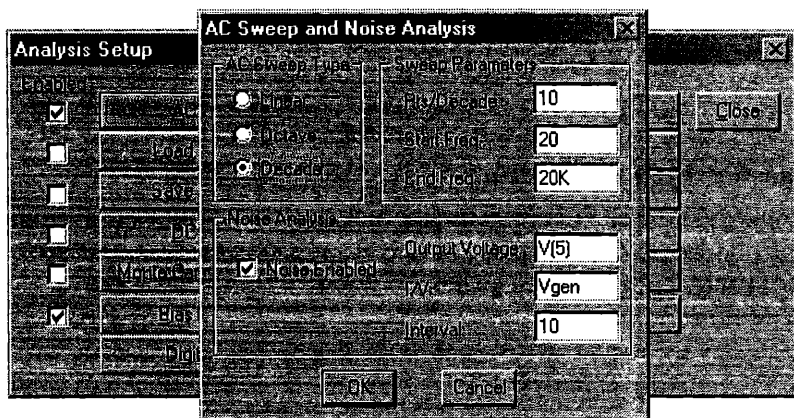
Фиг. 5.1

Предполага се, че източникът на напрежение управляван по напрежение (E1), не въвежда шумове. Търси се влиянието на шума върху потенциала на възел 5, който по същество представлява изхода на схемата от фигурата.

Веригата се въвежда по правилата за работа със **Schematics** и за улеснение се въвеждат номера на възлите от 1 до 5. Важно е да се подчертае още веднъж, че изследването на влиянието на шумовете става само във връзка с честотен анализ в разглежданата верига. Затова се избира менюто **Analysis/Setup/AC Sweep and Noise Analysis** и се отива в диалоговия прозорец за задаване на параметрите за честотен анализ и анализ на влиянието на шумовете (фиг. 5.2).

Избира се честотен диапазон на изследване от 20 Hz до 20 kHz със 100 точки за декада при промяна на честотата в декади. Маркира се полето **Noise Enabled** и се избират следните параметри:

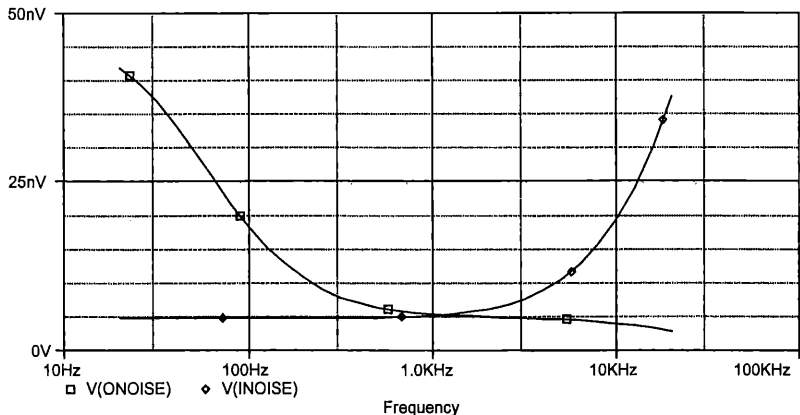
- в полето **Output Voltage** – изходно напрежение, за което се прави анализа на влиянието на шума;
- в полето **I/V** – името на независим източник на напрежение или ток, спрямо който се изчислява еквивалентния входен шум;
- в полето **Interval** – интервал (от честоти), с който се разпечатват резултати в изходния файл (.out файла). Ако този параметър бъде пропуснат, то резултати за анализа на влиянието на шумовете не се разпечатват в .out файла.



Фиг. 5.2

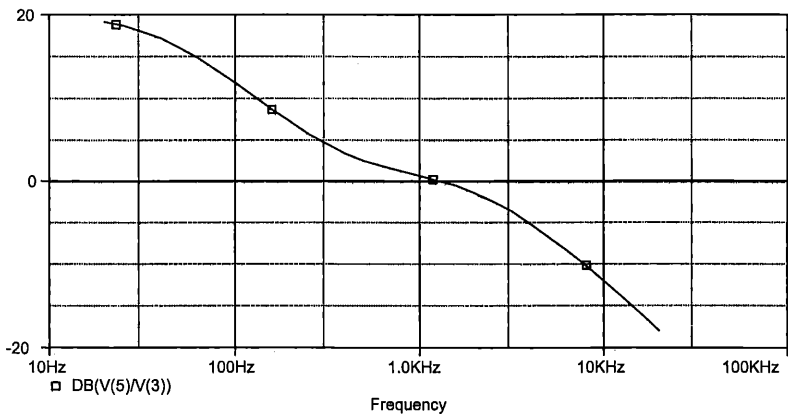
След симулацията на режима във веригата, в **Probe** могат да бъдат визуализирани резултатите от анализа на влиянието на шума върху V(5). За целта с **Trace/Add Trace** (или съответния бутон) се избират V(ONoise) и V(INoise).

Резултатът е даден на фиг. 5.3, където V(ONoise) е средноквадратичната стойност на шума свързан с изходната характеристика, и отразява общото влияние на шумовете във всички резистори върху потенциала V(5), а V(INoise) е стойността на т.нар. източник на еквивалентен входен шум. Това е фиктивен еквивалентен източник на шум, опиращ се на възела, където се опира Vgen, който би обусловил същия шум във V(5), ако елементите на веригата не генерират шумове. Двете характеристики имат дименсия Volt/Herz^{1/2}.



Фиг. 5.3

В Probe може да бъде разгледана и предавателната характеристика $V(5)/V(3)$ (в децибели) за разглеждания честотен диапазон (фиг. 5.4). Отваря се нов прозорец **Window/New Window** и с **Trace/Add Trace** се въвежда желаната характеристика $V(5)/V(3)$ в децибели.



Фиг. 5.4

От предавателната характеристика се вижда, че веригата от фиг. 5.1 по същество представлява нискочестотен филтър. То-

ва е и причината за по-силното влияние на шумовете при пониски честоти (усилват се повече) в характеристиката V(ONoise).

Извадка от .out файла е дадена на фиг. 5.5. Ясно се вижда синтаксиса на командата за анализ на веригата при отчитане на шумовете .NOISE, както и че тя се използва заедно с командата за честотен анализ .AC.

```
**** CIRCUIT DESCRIPTION
** Analysis setup **
.ac DEC 10 20 20K
.noise V([5]) V_Vgen 10
.OP
* From [PSPICE NETLIST] section of C:\Program Files\Orcad\PSpice\PSpice.ini:
.lib "nom.lib"
.INC "Schem1.net"
**** INCLUDING Schem1.net ****
* Schematics Netlist *
R_Rin  0 3 47k
E_E1   4 0 3 0 10
V_Vgen 1 0 AC 1
C_C1   0 5 3.528m
R_R1A  4 $N_0001 212.8m
R_R1   4 5 1
C_C1A  $N_0001 5 352.8u
R_Rgen 1 2 1.35k
L_Lgen 2 3 0.5
**** RESUMING Schem1.cir ****
.PROBE V(*) I(*) W(*) D(*) NOISE(*)
.END
*****
NOISE ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQUENCY = 2.000E+01 HZ
**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      R_Rin  R_R1A  R_R1  R_Rgen
TOTAL 4.928E-17 5.597E-24 1.338E-20 1.712E-15

**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE   = 1.761E-15 SQ V/HZ
                                   = 4.197E-08 V/RT HZ

TRANSFER FUNCTION VALUE:
V(5)/V_Vgen      = 8.746E+00

EQUIVALENT INPUT NOISE AT V_Vgen = 4.798E-09 V/RT HZ
```

FREQUENCY = 2.000E+04 HZ

**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)

	R_Rin	R_R1A	R_R1	R_Rgen
TOTAL	7.984E-18	3.910E-25	8.413E-26	1.283E-19

**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE = 8.112E-18 SQ V/HZ
= 2.848E-09 V/RT HZ

TRANSFER FUNCTION VALUE:

V(5)/V_Vgen = 7.571E-02

EQUIVALENT INPUT NOISE AT V_Vgen = 3.762E-08 V/RT HZ

Фиг. 5.5

Тъй като стойността на параметърът **Interval** е 10, то резултати от анализа на влиянието на шумовете се разпечатват за честоти $f=20$ Hz, 200 Hz, 2000 Hz и 20000 Hz. В извадката са дадени резултатите само за първата и последната честота. За всяка от честотите се отпечатват средноквадратичните стойности на напреженията, отчитащи шумовете във резисторите, средноквадратичната стойност на шума, свързан с изходната характеристика (потенциала на възел 5), предавателната функция $V(5)/V_{gen}$, както и стойността на източника на еквивалентен входен шум.

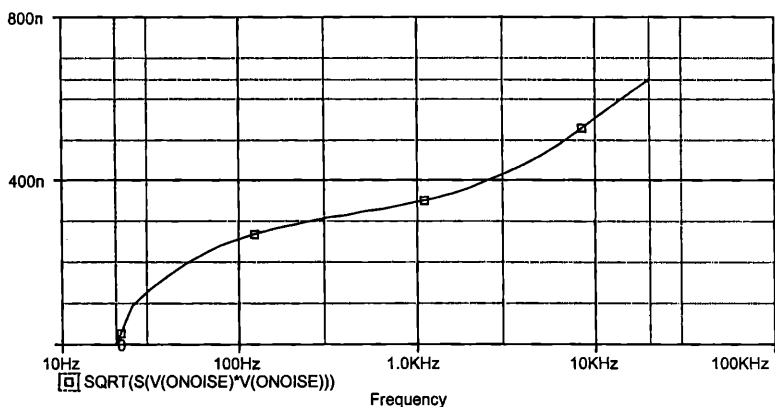
Шумът в изследваната честотна лента $[f_1, f_2]$ се дава с формулата

$$S_{total} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} V^2(onoise)df}$$

и също може да бъде изчислен в *Probe*. Графиката на функцията $S_{total}(f)$

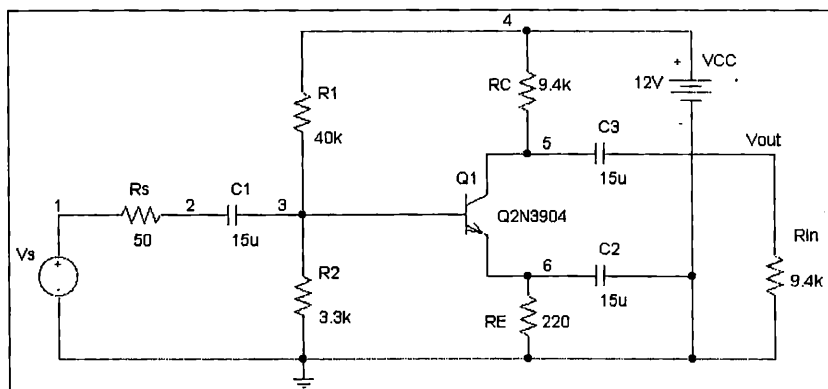
$$S_{total}(f) = \sqrt{\int_{f_1}^f V^2(onoise)d\theta}$$

е показана на фиг. 5.6. Тя дава текущата стойност на общия шум за възел 5. Стойността на тази функция за крайната честота представлява всъщност шумът в целият честотен диапазон. Тази стойност от 647.524 nV лесно може да се отчете, като се използва курсор.



Фиг. 5.6

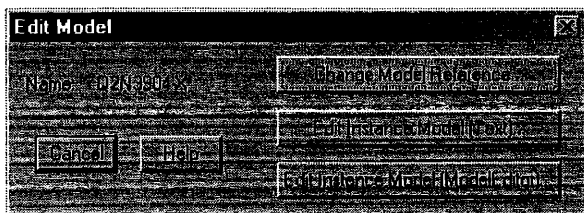
Със схемата, дадена на фиг. 5.7, се демонстрира използването на анализа на влиянието на шумовете при наличие на полупроводникови елементи. В случая се изследва схема с биполярен п-р-п-транзистор.



Фиг. 5.7

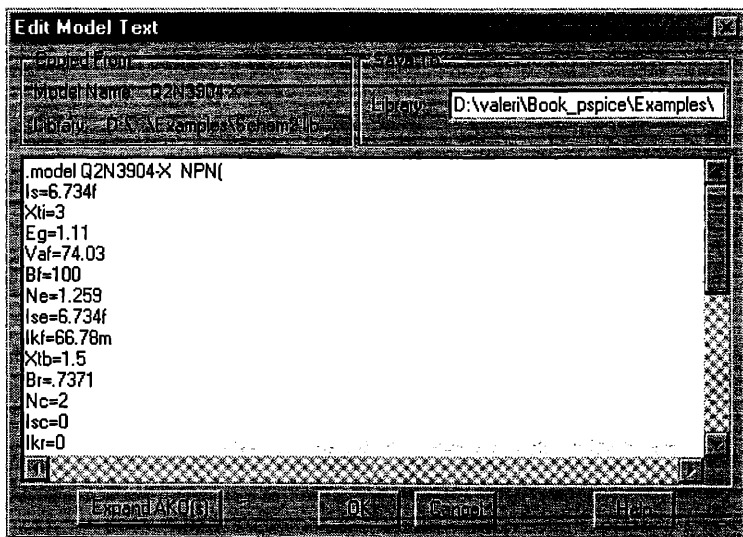
Схемата на веригата се въвежда по правилата за работа със **Schematics** и за улеснение се въвеждат номера на възлите от 1 до 6. Избира се модела Q2N3904 и в него се променя стойността на коефициента на усилване по ток в нормален режим BF.

За целта се избира елемента (транзистора Q2N3904) с еднократно щракане с левия бутон на мишката върху символа му. При това се сменя цвета на елемента и той става червен. Режим на редактиране на модела се избира с командата **Edit/Model** от главното меню на **Schematics**. Появява се диалогов прозорец (фиг. 5.8) за избор на режим на редактиране.



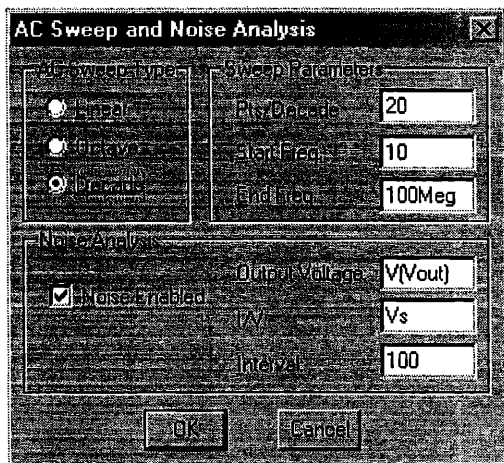
Фиг. 5.8

В този прозорец се избира режим на редактиране на текстовото описание **Edit Instance Model (Text)**...и се отваря прозорец с текстовото описание на параметрите на модела (фигура 5.9). В този прозорец могат да бъдат променени параметрите на модела като се въвеждат желани стойности. В нашия случай се променя стандартния коефициент BF от 416.4 на 100.



Фиг. 5.9

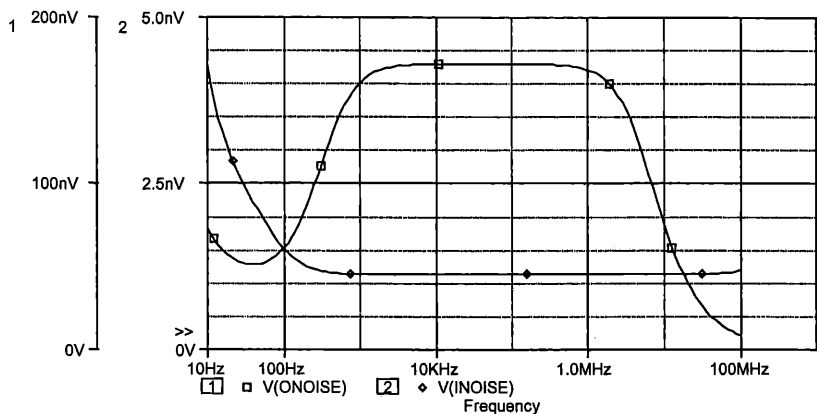
След направените промени, прозорецът се затваря с щракване върху бутона ОК. Модифицираният модел автоматично се запазва в нова библиотека (.lib файл), която се намира в директорията, където е изходната схема (.sch файла). Същевременно името на модела служебно се променя на Q2N3904-X. Тази библиотека автоматично се включва и в списъка с обхождани библиотеки. При следващи редакции на този модел се генерира модел с ново име, описанието на който се запазва в същата библиотека.



Фиг. 5.10

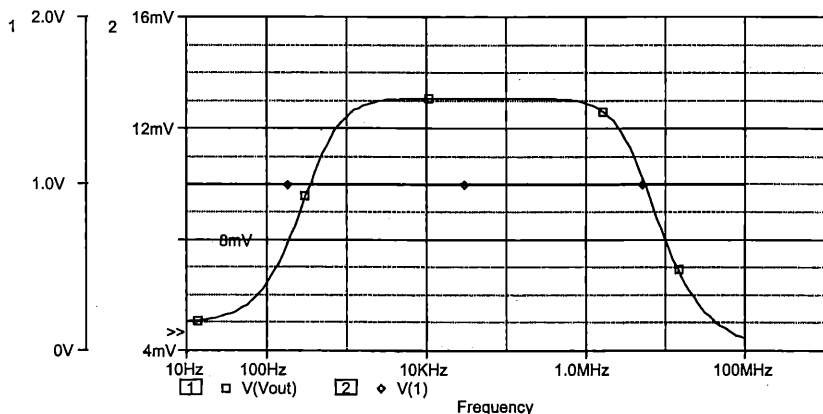
След цялостно въвеждане на изходната схема от фиг. 5.7 се задават параметрите за анализ. За целта от меню **Analysis/Setup/AC Sweep and Noise Analysis** се отива в диалоговия прозорец за задаване на параметрите за честотен анализ и анализ на влиянието на шумовете (фиг. 5.10). Задават се желаните параметри за анализ и се потвърждават с еднократно щракване с мишката върху бутона ОК.

След симулация на схемата, в **Probe** могат да бъдат визуализирани резултатите от анализа на влиянието на шума върху $V(Vout)$. За целта с **Trace/Add Trace** (или съответния бутон) се избират $V(ONoise)$ и $V(INoise)$ като същевременно се добавя нова Y ос с цел по-добра визуализация (фиг. 5.11).



Фиг. 5.11

Входното $V_s=V(1)$ и изходното $V(Vout)$ напрежения могат да бъдат получени по аналогичен начин (фиг. 5.12).



Фиг. 5.12

От тези характеристики се вижда, че схемата от фиг. 5.7 е усилвател в диапазона от 1 kHz до 2 MHz . Това обяснява и характера на зависимостта на $V(ONoise)$ от честотата. В диапазона на усилване на полезния сигнал се усилват и шумовете и характеристиката е от вида, показан на фиг. 5.11.

Извадка от .out файла е показана на фиг. 5.13. Тъй като параметърът Interval е избран 10, то резултати от анализа на влия-


```
RE 0.000E+00
IBSN 3.552E-16
IC 5.682E-15
IBFN 0.000E+00
TOTAL 9.810E-15
```

```
**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      R_Rin  R_R2  R_R1  R_Rs  R_RC  R_RE
TOTAL 3.342E-17 2.767E-16 2.283E-17 1.826E-14 3.342E-17 1.932E-22
```

```
**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE = 2.844E-14 SQ V/HZ
                                   = 1.686E-07 V/RT HZ
```

TRANSFER FUNCTION VALUE:

$V(V_{out})/V_{Vs} = 1.484E+02$

EQUIVALENT INPUT NOISE AT $V_{Vs} = 1.136E-09$ V/RT HZ

Фиг. 5.13

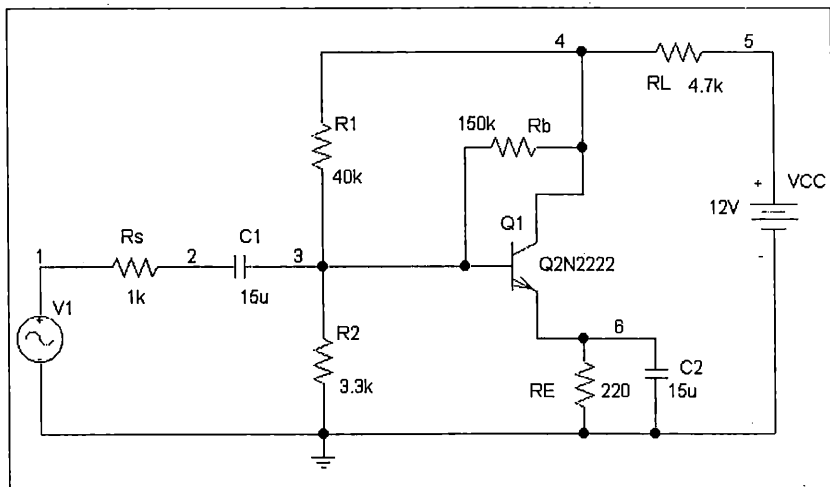
5.2. Статистически анализ – Monte Carlo Analysis

В PSpice е предвидена възможност за анализ на режима в дадена верига в случаите, когато някои от параметрите варират в дадени граници. Необходимо е да се познават диапазоните на промяна на тези параметри в съответствие с дадени статистически разпределения. В случая тези параметри са статистически величини. При изследването се използва идеята на т.нар. *методи Монте Карло* като анализа на веригата се прави многократно при случайно подбрани стойности на статистическите величини (в съответствие със закона за разпределение). С помощта на графичния постпроцесор **Probe** може да се изобрази съвкупността от характеристики, свързани с изследваните величини във веригата.

Статистическият анализ намира широко приложение при изследване на влиянието на производствените толеранси на елементите от веригите. В тези случаи са известни диапазоните на промяна на всеки от параметрите, както и съответните статистически закони на разпределение.

Нека разгледаме схемата от фиг. 5.14. В нея се използва източник на напрежение V_{SIN} с амплитуда $10mV$ и честота $f=5kHz$ и биполярен *NPN* транзистор Q2N2222. Изследва се влиянието на варирането на параметъра BF (коефициента на усил-

ване по ток) на транзистора върху преходния процес във веригата и по-специално върху изходното напрежение (потенциала на възел 4). Зададен е $\pm 25\%$ толеранс на BF в съответствие с равномерно разпределение т.е. всички стойности от интервала $[0.75BF_{\text{ном}}, 1.25BF_{\text{ном}}]$ могат да се появят с еднаква вероятност.



Фиг. 5.14

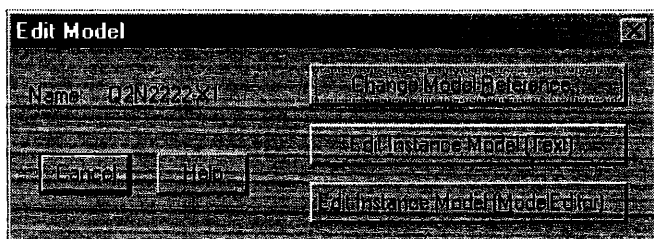
Веригата се въвежда по правилата за работа със **Schematics**, като се номерират възлите от 1 до 6. При използване на анализ Монте Карло е задължително да се въведат толерансите на вариращите параметри и съответните статистически закони за разпределение.

Задаването на закони за разпределение може да стане чрез дефиниране на общ тип разпределение за всички елементи, посредством опцията **DISTRIBUTION** в **Analysis/Setup/Options** или чрез дефиниране на индивидуални закони в описанието на моделите на елементите.

Задаването на толеранси на параметрите се реализира с промяна на атрибута **TOLERANCE** на елементите или като се въведе директно в описанието на моделите на елементите.

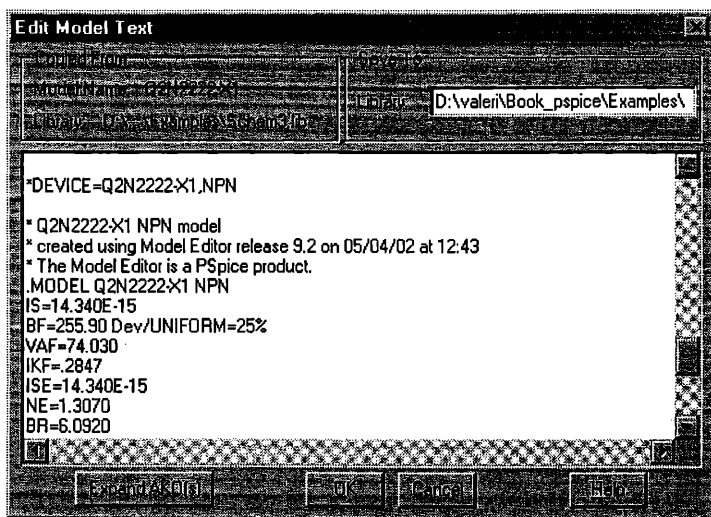
За разглеждания случай се редактира описанието на модела на транзистора Q2N2222, както беше описано в предишния

пример. За целта се избира елемента (транзистора Q2N2222) с еднократно щракане с левия бутон на мишката върху символа му. При това се сменя цвета на елемента и той става червен. В режим на редактиране на модела се избира с командата **Edit/Model** от главното меню на **Schematics**. Появява се диалогов прозорец за избор на режим на редактиране (фиг. 5.15).



Фиг. 5.15

В този прозорец се избира режим на редактиране на текстовото описание **Edit Instance Model (Text)**...и се отваря прозорец с текстовото описание на параметрите на модела (фиг. 5.16). В този прозорец могат да бъдат променяни параметрите на модела като се въвеждат желани стойности.

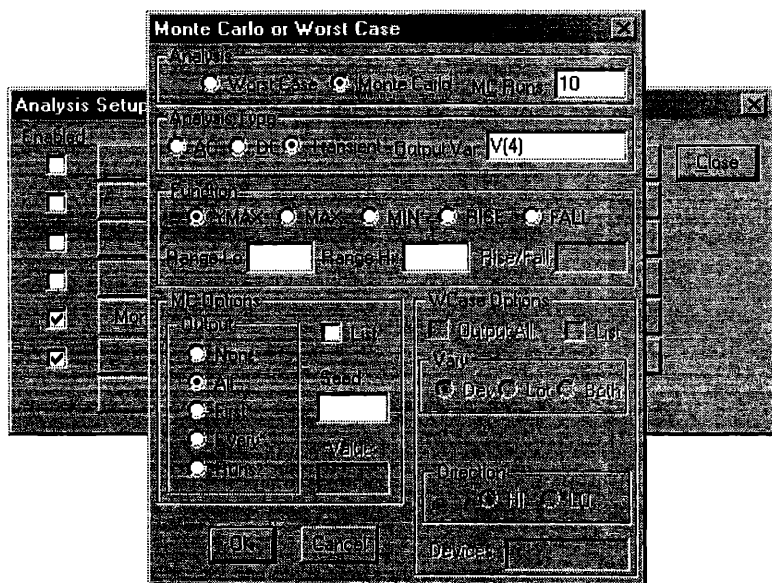


Фиг. 5.16

В нашия случай след параметъра $BF=255.90$ се дописва $Dev/UNIFORM=25\%$. По този начин се задава толеранс от 25% за BF в съответствие с равномерно разпределение на стойностите от интервала $[0,75.255,9; 1.25.255,9]$. Опцията **UNIFORM** може да се пропусне, тъй като по подразбиране разпределенията са равномерни. Тогава просто може да се запише $Dev=25\%$. В **PSpice** са предвидени два типа разпределения, равномерно (**UNIFORM**), което се приема по подразбиране и нормално (**GAUSS**). След направените промени прозорецът се затваря с щракване върху бутона **OK**.

На следващия етап от работата със **Schematics** се преминава към описание на желания анализ. Затова се избира менюто **Analysis/Setup/Transient** и се отива в диалоговия прозорец за задаване на параметрите за анализ на преходен процес. Там се избира време за симулацията $400\mu s$ и максимална стъпка за печат $0.4\mu s$.

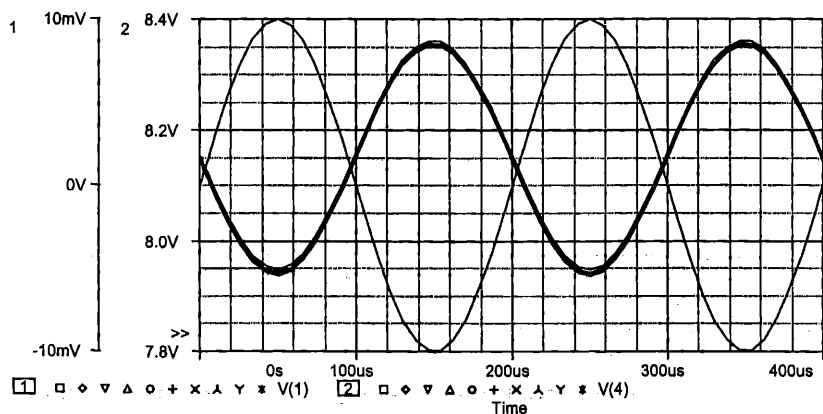
Задание за статистически анализ се дефинира от менюто **Analysis/Setup/Monte Carlo or Worst Case** с диалоговия прозорец, показан на фиг. 5.17.



Фиг. 5.17

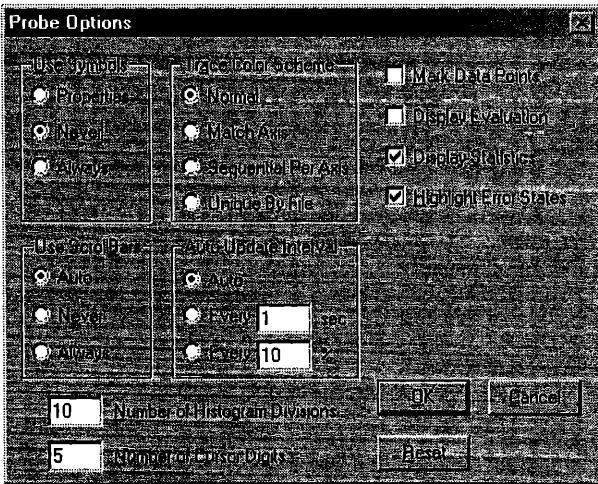
Избира се статистически анализ (**Monte Carlo**) и се задават параметри за него. Попълва се броят на статистическите изпитвания в полето **MC Runs**, избира се типът на основния анализ – **Analysis Type** (в нашия случай е **Transient**) и в полето **Output Var** се записва името на схемната функция, която се изследва. По-нататък трябва да се избере функцията, която се проследява: максимално отклонение от номиналните стойности (**YMAX**), максимум (**MAX**), минимум (**MIN**), първо преминаване през дадено ниво в посока нарастване (**RISE**) или намаляване (**FALL**). С опциите за изход (**MC Options: Output**) може да бъде избрано извеждане в *Probe* на всички резултати (**All**), на първите *n* резултата (**First***), на всеки *n*-ти резултат (**Every***), на някои конкретни симулации (**Runs***), както и да бъде отказано извеждането на резултати (**None**).

След симулация на режима във веригата в **Probe** се визуализират входното напрежение, потенциала на възел 4 и неговите вариации, дължащи се на изменението на коефициента BF в разглеждания диапазон (фиг. 5.18).



Фиг. 5.18

Напреженията от фиг. 5.18 се визуализират без използване на символи върху тях. Това се задава в опциите на **Probe**. От основното меню на **Probe** се избира **Tools/Options...** и се отива на диалоговия прозорец **Probe Options** (фиг. 5.19) за задаване на опции. В полето за използване на символи **Use Symbols** се избира **Never**.



Фиг. 5.19

Извадка от .out файла за схемата от фиг. 5.14 е показана на фиг. 5.20.

```

** Analysis setup **
.tran 0.4us 400us
.MC 10 TRAN V([4]) YMAX
+ OUTPUT ALL
.PROBE V(*) I(*) W(*) D(*) NOISE(*)
.END

**** BJT MODEL PARAMETERS
Q2N222-X1
NPN

**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION  TEMPERATURE = 27.000 DEG C
MONTE CARLO NOMINAL
NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE
( 1)  0.0000  ( 2)  0.0000  ( 3)  .7594  ( 4)  8.1481
( 5)  12.0000  ( 6)  .1297

**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION  TEMPERATURE = 27.000 DEG C
MONTE CARLO PASS 2
NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE
( 1)  0.0000  ( 2)  0.0000  ( 3)  .7593  ( 4)  8.1493
( 5)  12.0000  ( 6)  .1296

**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION  TEMPERATURE = 27.000 DEG C
MONTE CARLO PASS 3

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	0.0000	(3)	.7595	(4)	8.1454
(5)	12.0000	(6)	.1298				

MONTE CARLO SUMMARY

Mean Deviation = -13.9870E-06

Sigma = 3.4435E-03

RUN	MAX DEVIATION FROM NOMINAL
Pass 4	7.7415E-03 (2.25 sigma) higher at T = 250.2500E-06 (100.1 % of Nominal)
Pass 5	3.5610E-03 (1.03 sigma) lower at T = 250.2500E-06 (99.955% of Nominal)
Pass 3	3.0842E-03 (.90 sigma) lower at T = 250.2500E-06 (99.961% of Nominal)
Pass 8	2.7013E-03 (.78 sigma) lower at T = 250.2500E-06 (99.966% of Nominal)
Pass 9	2.5392E-03 (.74 sigma) lower at T = 250.2500E-06 (99.968% of Nominal)
Pass 7	1.9960E-03 (.58 sigma) higher at T = 250.2500E-06 (100.03% of Nominal)
Pass 6	1.8811E-03 (.55 sigma) higher at T = 250.2500E-06 (100.02% of Nominal)
Pass 2	1.3590E-03 (.39 sigma) higher at T = 250.2500E-06 (100.02% of Nominal)
Pass 10	1.2178E-03 (.35 sigma) lower at T = 50.2410E-06 (99.985% of Nominal)

Фиг. 5.20

Двете команди определящи типа на анализа – на преходния процес във веригата, както и командата за статистически анализ (**Monte Carlo Analysis**) при избраните параметри са, както следва:

```
.tran 0.4us 400us
```

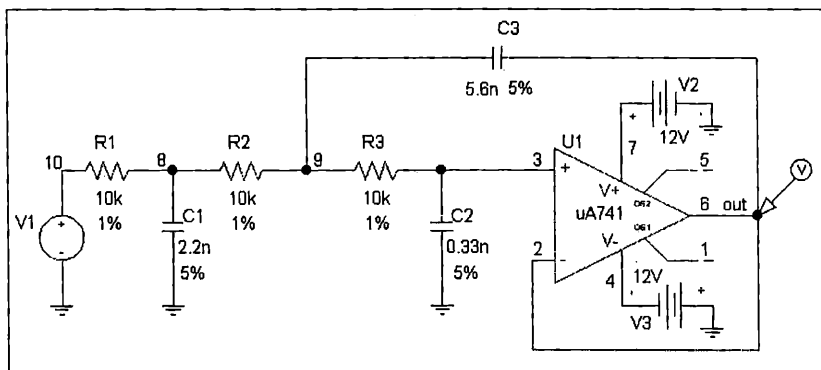
```
.MC 10 TRAN V([4]) YMAX OUTPUT ALL
```

След описанието на веригата са дадени данни за началните стойности на потенциалите на възлите при десетте изпитвания. Първото изпитване (анализ) е за номиналната стойност на параметъра. В последната част на *.out* файла са показани статистическите резултати от анализа.

Приведени са данните за средната стойност (**Mean Deviation**) и средноквадратичното отклонение (**Sigma**) на отклонението от номинала на потенциала на възел 4. Данните от десетте изпитвания по отношение на максималното отклонение от номинала на потенциала на възел 4 са подредени по големина в края на файла.

Като следващо приложение на статистическия анализ се разглежда активния RC-филтър, показан на фиг. 5.21. Изследва се влиянието на толерансите на резисторите и кондензаторите върху предавателната му функция.

Веригата се въвежда по правилата за работа със **Schematics**, като се номерират някои от възлите.

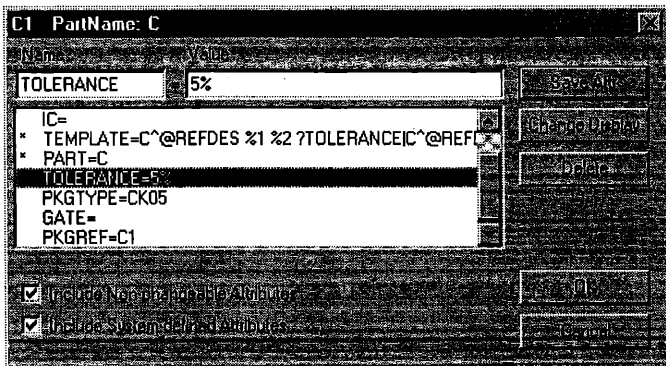


Фиг. 5.21

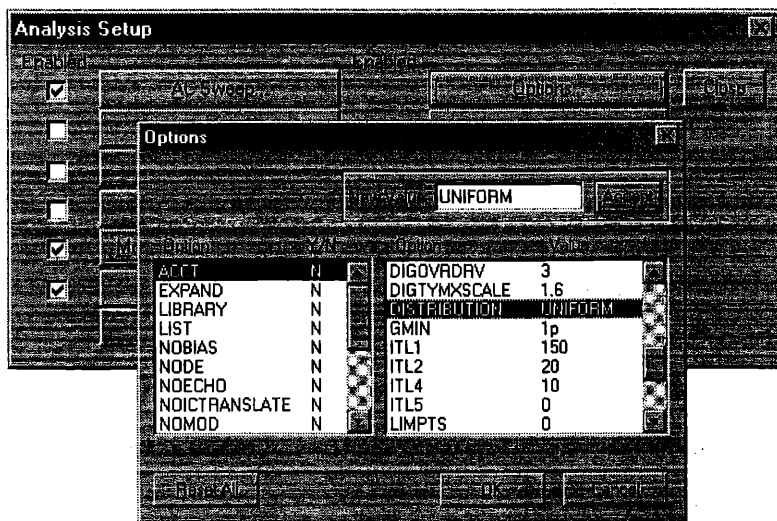
Задаването на толеранси за всеки от резисторите и кондензаторите от схемата се реализира с промяна на атрибута **TOLE-RANCE**. За целта се отваря диалогов прозорец с атрибутите на всеки от елементите чрез двукратно щракане изображението на елемента. Например при задаването на толеранс от 5% на кондензатора C1 се отваря диалогов прозорец с атрибутите му (фиг. 5.22). В полето за стойността му се записва толерансът в проценти и се съхранява след щракане върху бутона **Save Attr.** или клавиша **OK**.

Задаването на законите за разпределение за всеки от резисторите и кондензаторите в схемата се реализира чрез дефиниране на общ тип разпределение за всички елементи, посредством опцията **DISTRIBUTION** в **Analysis/Setup/Options** (фиг. 5.23).

В случая е избрано равномерно разпределение за всички параметри (трите резистора и трите кондензатора).



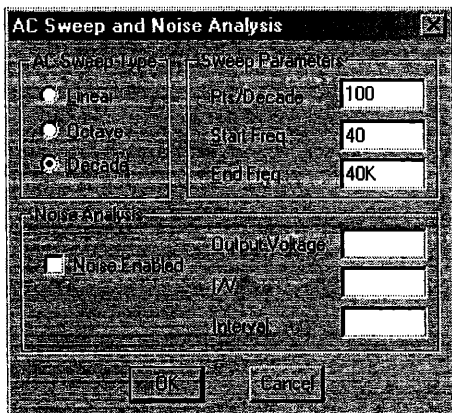
Фиг. 5.22



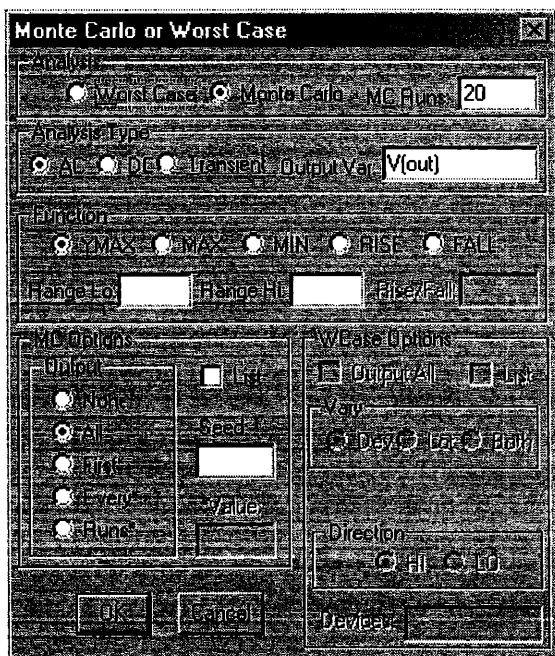
Фиг. 5.23

Режим за снемане на честотна характеристика се задава от менюто **Analysis/Setup/AC Sweep** с диалогов прозорец, показан на фиг. 5.24.

Задание за статистически анализ се дефинира от менюто **Analysis/Setup/Monte Carlo or Worst Case** с диалогов прозорец, показан на фиг. 5.25



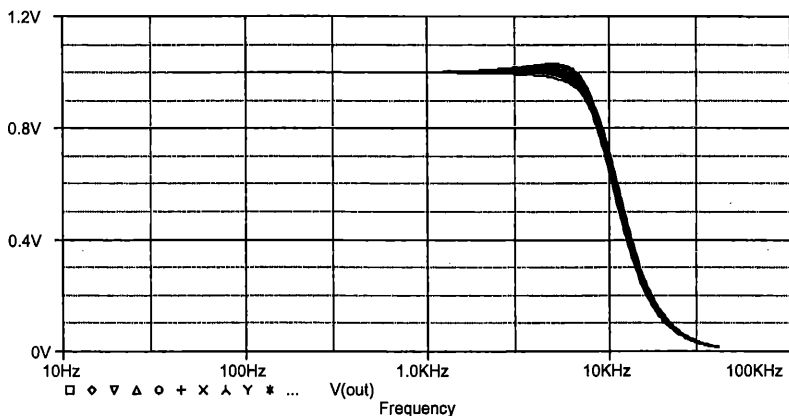
Фиг. 5.24



Фиг. 5.25

Тъй като AC стойността на VSRC източника V1 е единица, то изходната величина (потенциала на възел out) представля-

ва по същество честотната характеристика на филтъра. Поставя се маркер за напрежение, в резултат на което след симулацията директно се изобразява амплитудно-честотната характеристика (фиг. 5.26) и нейните вариации дължащи се на изменението на параметрите на схемата в съответните интервали.



Фиг. 5.26

Данните за средната стойност (**Mean Deviation**) и средноквадратичното отклонение (**Sigma**) на отклонението от номинала на амплитудно-честотната характеристика на активния RC-филтър, показан на фиг. 5.21, са дадени на фиг. 5.27. Дадени са също така и част от данните за двадесетте изпитвания по отношение на максималното отклонение от номинала.

В разглеждания пример всички статистически величини (параметри вариращи в даден интервал) имат един и същ закон за разпределение. В случаите, когато различните статистически величини трябва да са с различни закони за разпределение трябва да се използват елементи, които се съхраняват в библиотеката **BREAKOUT.LIB**. Атрибутите в моделите на тези елементи могат да бъдат редактирани. Могат да бъдат задавани индивидуални закони за разпределение на различните елементи както корелация между параметрите на елементи зададени с един и същ модел. Тази възможност се демонстрира с горния пример. Вместо независимо равномерно разпределение на капацитетите на трите кондензатора в $\pm 5\%$ интервал се изисква корелирано (съг-

ласувано) вариране с равномерно разпределение в $\pm 5\%$ интервал и независимо вариране с нормално разпределение в $\pm 1\%$ интервал.

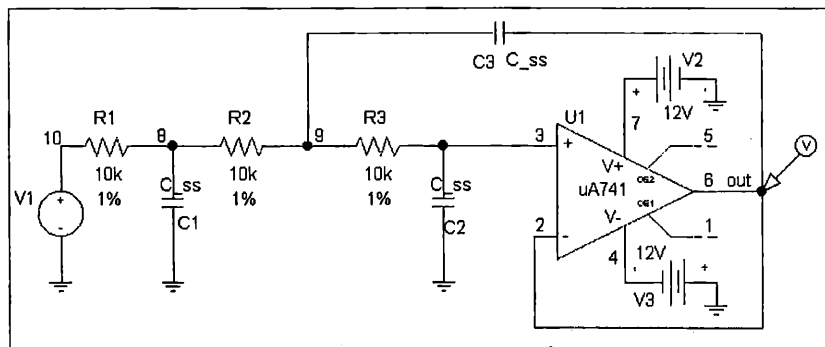
Mean Deviation = -.011

Sigma = .0229

RUN	MAX DEVIATION FROM NOMINAL
Pass 14	.0449 (1.97 sigma) lower at F = 10.5210E+03 (92.844% of Nominal)
Pass 20	.0421 (1.84 sigma) lower at F = 9.1635E+03 (94.616% of Nominal)
Pass 11	.0399 (1.75 sigma) higher at F = 11.2740E+03 (107.31% of Nominal)
Pass 17	.0333 (1.46 sigma) lower at F = 6.1953E+03 (96.643% of Nominal)
Pass 15	.0327 (1.43 sigma) lower at F = 8.9549E+03 (95.939% of Nominal)
Pass 3	.0286 (1.25 sigma) lower at F = 7.7994E+03 (96.861% of Nominal)

Фиг. 5.27

Новата верига е дадена на фиг. 5.28. Тя се различава от веригата от фиг. 5.21 по това, че вместо кондензаторите от библиотека **ANALOG.LIB** се използват кондензатори от библиотека **BREAKOUT.LIB**.



Фиг. 5.28

Настройката на параметрите на трите кондензатора от схемата от фигура 5.28 се извършва по следния начин. Първо се

задават номиналните стойности на капацитетите им по добре известния начин – двукратно щракане върху елемента и попълване на стойността в полето **VALUE**. След това се преминава към редактиране на моделите на кондензаторите. Започва се с кондензатора C1. В режим на редактиране на модела се избира с командата **Edit/Model** от главното меню на **Schematics**. Появява се диалогов прозорец за избор на режим на редактиране (фиг. 5.29). Избира се режим на редактиране на текстовото описание **Edit Instance Model (Text)**...и се отваря прозорец с текстовото описание на параметрите на модела (фиг. 5.30). В този прозорец могат да бъдат променяни параметрите на модела като се въвеждат желани стойности. Редактира се текста и той добива вида:

```
.model C_ss CAP  
C=1 Lot/Uniform 5% Dev/Gauss 1%  
*§
```

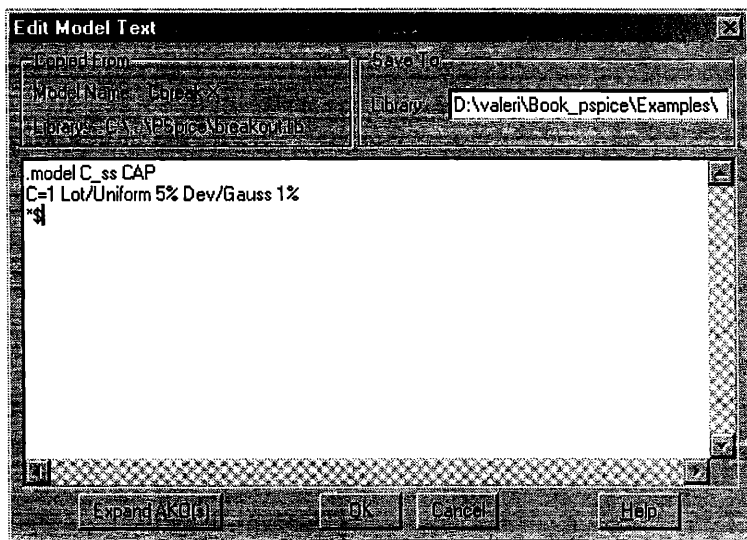


Фиг. 5.29

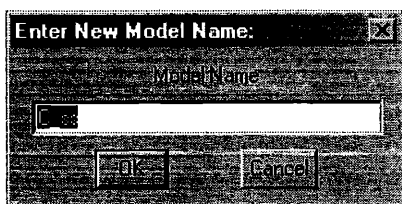
В случая **C_ss** е новото име на модела, което задаваме. **C Lot** се дефинира корелирано изменение на всички кондензатори, зададени с модела **C_ss**, а с **Dev** – независими изменения на кондензаторите зададени със същия модел. Опцията **UNIFORM** дефинира равномерно разпределение, а опцията **GAUSS** – нормално.. След направените промени, прозорецът се затваря с щракане върху бутона **OK**.

По такъв начин вече е създаден нов модел **C_ss**. Остава той да бъде присвоен на кондензаторите C2 и C3, тъй като изискването е корелирано (съгласувано) вариране с равномерно разпределение в $\pm 5\%$ интервал и независимо вариране с нормално разпределение в $\pm 1\%$ интервал за трите кондензатора. За целта се избира елемента C2. Режим на редактиране на модела на C2

се активира с командата **Edit/Model** от главното меню на **Schematics**. Появява се диалогов прозорец подобен на този от фиг. 5.29 и в него се избира **Change Model Reference...** Появява се диалогов прозорец за задаване на име на модел (фиг. 5.31).



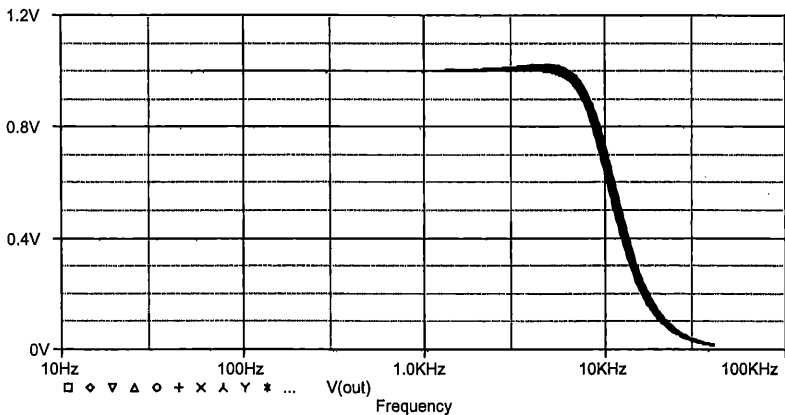
Фиг. 5.30



Фиг. 5.31

В този прозорец се задава новото име на модела **Css**. Промяната се потвърждава с щракване върху бутона **ОК**. Същата процедура се прилага и за кондензатора **C3**. По този начин и на трите кондензатора е присвоен един и същ модел и заданието за корелираното им изменение е реализирано.

Резултатите от симулацията на схемата от фиг. 5.28 са дадени на фиг. 5.32.



Фиг. 5.32

Данните за средната стойност (**Mean Deviation**) и средноквадратичното отклонение (**Sigma**) на отклонението от номинала на амплитудно-честотната характеристика, взети от *.out* файла са:

$$\text{Mean Deviation} = -8.4614\text{E-}03$$

$$\text{Sigma} = .0299$$

Вижда се че в този случай, средната стойност на отклонението от номинала на амплитудно-честотната характеристика е по-малка от предишния случай, където капацитетите на кондензаторите независимо се променяха в $\pm 5\%$ интервал. Това може да се обясни с факта, че в разглеждания пример случайните стойности, генерирани при изпитванията, се избират корелирано.

5.3. Анализ на най-неблагоприятния случай – Worst-Case Analysis

Анализът на *най-неблагоприятния случай*, както и статистическият анализ, предполагат вариране на някои параметри на разглежданата верига. За разлика от статистическия анализ в този случай се получава максималното отклонение от номинала на изследваната характеристика при най-неблагоприятно изменение на параметрите в зададените интервали. Поради това не се задават статистически разпределения, а само толеранси на изменение на желаните параметри. Анализът на най-неблагоприят-

ния случай намира широко приложение при изследване на влиянието на производствените толеранси на елементите от електронните схеми. Използва се предимно, когато се търсят максималните отклонения на желана (изходна) характеристика от номиналните и стойности.

При статистическия анализ се правят зададен брой изпитвания (анализи на веригата при случайно подбрани стойности на параметрите от интервалите им на промяна) и в резултат може да се визуализира изходната характеристика при всеки от тях, както да се оценят и някои статистически показатели (средната стойност и средноквадратичното отклонение на отклонението от номинала).

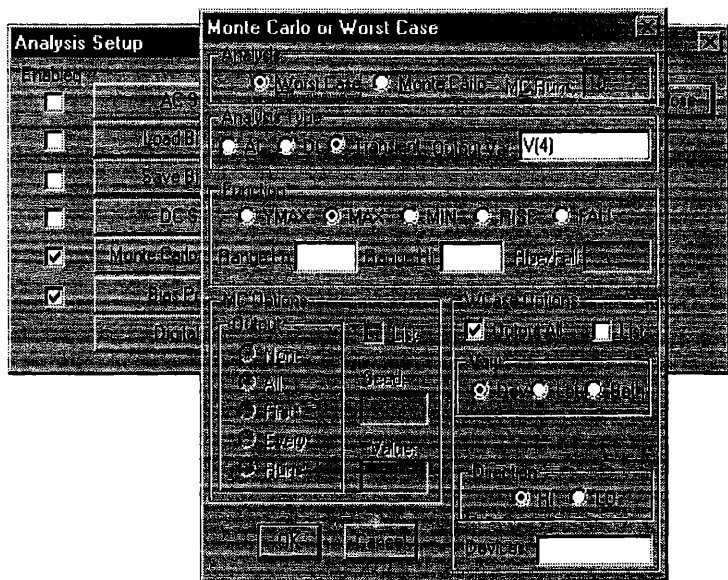
При анализа на най-неблагоприятния случай се използва *приблизителен подход*. Първо се оценява посоката на промяна на всеки от параметрите, която води до максимални отклонения на изходната характеристика от номинала. За тази цел се извършва един анализ за номиналните стойности на параметрите и n анализа (n е броя на вариращите параметри) при отклонения на всеки от параметрите поотделно. Накрая се задават максимални отклонения на всеки от параметрите в посока, водеща до увеличаване на отклонението на изходната характеристика от номинала, и се прави заключителен анализ с тези стойности.

Като пример за анализ на най-неблагоприятния случай се разглежда отново схемата от фиг. 5.14. В нея се използва източник на напрежение V_{SIN} с амплитуда $10mV$ и честота $f=5kHz$ и биполярен NPN транзистор Q2N2222. В случая също се изследва се влиянието на варирането на параметъра BF (коефициента на усилване по ток) на транзистора върху преходния процес във веригата и по-специално върху изходното напрежение (потенциала на възел 4). За разлика от статистическия анализ тук се търсят максималните стойности на изходното напрежение при вариране на BF в интервал от $\pm 25\%$ по отношение на номиналната му стойност.

Веригата се въвежда по правилата за работа със **Schematics**, като се номерират на възлите от 1 до 6. Задаването на толеранси на параметрите се реализира по начина описан в предходния параграф. За разглеждания случай се редактира описанието на модела на транзистора, както е показано в параграф 5.2. Тъй

като не се задават статистически разпределения, е достатъчно след параметъра BF да се допише само $Dev=25\%$. Описанието на желаня анализ се извършва като се избира менюто **Analysis/Setup/Transient** и се отива в диалоговия прозорец за задаване на параметрите за анализ на преходен процес. Там се въвежда време за симулацията $400\mu s$ и максимална стъпка за печат $0.4\mu s$.

Задание за статистически анализ се дефинира от менюто **Analysis/Setup/Monte Carlo or Worst Case** (фиг. 5.33).



Фиг. 5.33

Избира се анализ на най-неблагоприятния случай (**Worst Case**) и се задават параметри за него. Избира се типът на основния анализ – **Analysis Type** (в нашия случай е **Transient**) и в полето **Output Var** се записва името на схемната функция, която се изследва. По-нататък трябва да се избере функцията, която се проследява: максимално отклонение от номиналните стойности (**YMAX**), максимум (**MAX**), минимум (**MIN**), първо преминаване през дадено ниво в посока нарастване (**RISE**) или намаляване (**FALL**). С опцията (**Output All**) се избира да бъдат запазени за *Probe* данните за всичките $n+2$ анализа, които се правят (n е

броя на вариращите параметри). Избира се и посоката на изменение на изходната величина (**HI** – нагоре или **LO** – надолу).

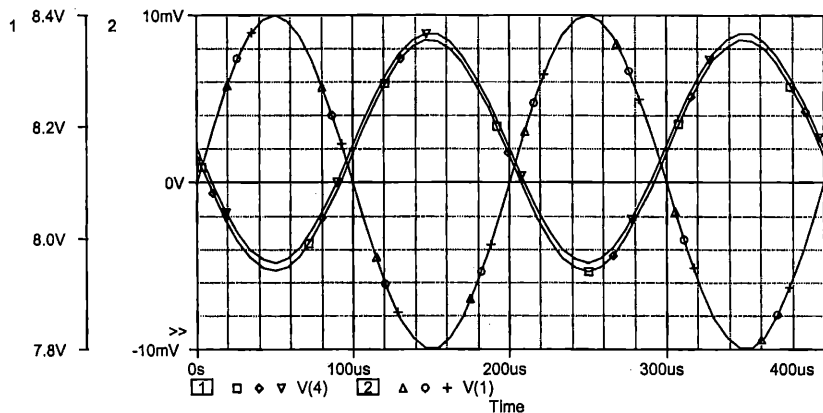
Тъй като се търси максималната стойности на изходното напрежение при вариране на *BF* в диалоговия прозорец от фиг. 5.33 е избрана опцията (**MAX**), понеже (**YMAX**) е свързана с максималното отклонение от номиналните стойности.

След симулация на режима във веригата в **Probe** се визуализират всичките три секции на входното напрежение и три секции за потенциала на възел 4 (фиг. 5.34). По аналогичен начин може да бъде определено най-неблагоприятното изменение на изходното напрежение в посока надолу чрез избиране на съответната посока (**LO**) в опциите показни на фиг. 5.33. Определянето на максималната стойност на изходното напрежение лесно може да се реализира в **Probe** чрез проследяване на най-горната от трите зависимости за *V(4)*.

Извадка от .out файла е показана на фиг. 5.34. Двете команди, определящи типа на анализа във веригата и анализа на най-неблагоприятния случай (**Worst Case Analysis**) при избраните параметри, са както следва:

```
. tran 0.4us 400us
```

```
.WCASE TRAN V([4]) MAX OUTPUT ALL VARY DEV HI
```



Фиг. 5.34

В разглеждания пример варира само един ($n=1$) параметър – *BF*. Затова и броят на анализите за изчисляване на най-небла-

гоприятния случай е $n+2=3$. Един анализ за изчисляване на номиналния режим, един анализ за определяне на посоката на промяна на BF, водеща до най-неблагоприятния случай, и един анализ при максимално отклонение на BF в определената посока, който е свързан с най-неблагоприятния случай. Те съответстват на секциите за всяка от величините в **Probe**. Данни за тези три анализа могат да бъдат взети от *.out* файла. Част от тези данни са дадени в извадката от фиг. 5.35. Вижда се, че посоката на промяна на BF е на намаляване, поради което анализа на най-неблагоприятния случай е при долната граница на BF, т.е. при 191.93. Търсената максимална стойност на изходното напрежение е 8.367V при $t=146.2400E-06$. Тази стойност се потвърждава с използването на курсор при обхождане в **Probe** на съответната характеристика от фиг. 5.34.

Разглежданата задача може да бъде разширена. Освен параметъра BF, се разглежда възможността резистора RL да варира в $\pm 10\%$ диапазон по отношение на номиналната си стойност от 4.7k Ω . Отново се изследва най-неблагоприятния случай на влиянието на изменението на двата параметъра върху изходната величина (потенциала на възел 4).

```
** Analysis setup **
```

```
.tran 0.4us 400us
.WCASE TRAN V(4) MAX
+ OUTPUT ALL VARY DEV HI
```

```
**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
SENSITIVITY NOMINAL
```

```
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7594 ( 4) 8.1481
( 5) 12.0000 ( 6) .1297
```

```
**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
SENSITIVITY Q_Q1 Q2N2222-X1 BF
```

```
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7594 ( 4) 8.1481
( 5) 12.0000 ( 6) .1297
```

```
**** SORTED DEVIATIONS OF V(4) TEMPERATURE = 27.000 DEG C
SENSITIVITY SUMMARY
```

```
RUN MAXIMUM VALUE
```

```
Q_Q1 Q2N2222-X1 BF 8.3551 at T = 146.2400E-06
(-4.3374E-03% change per 1% change in Model Parameter)
```

```
**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
```

```

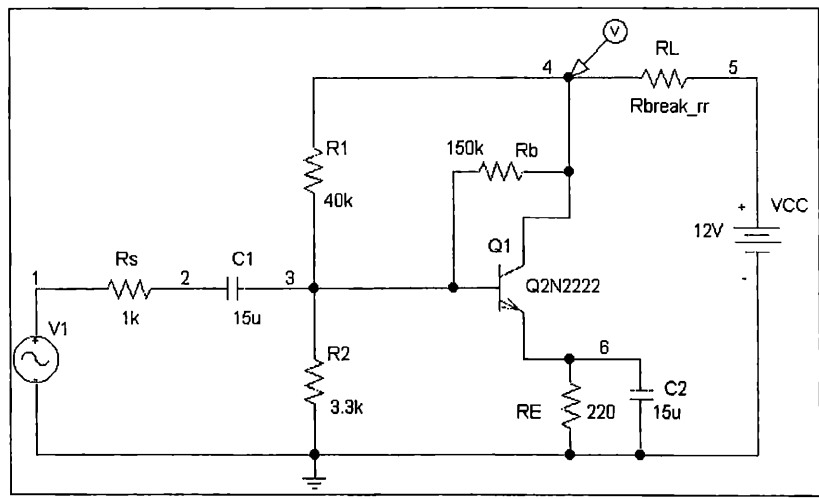
WORST CASE ALL DEVICES
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1)  0.0000 ( 2)  0.0000 ( 3)  .7587 ( 4)  8.1617
( 5)  12.0000 ( 6)  .1291
**** UPDATED MODEL PARAMETERS TEMPERATURE = 27.000 DEG C
WORST CASE ALL DEVICES
Device MODEL PARAMETER NEW VALUE
Q_Q1 Q2N2222-X1 BF 191.93 (Decreased)

**** SORTED DEVIATIONS OF V(4) TEMPERATURE = 27.000 DEG C
WORST CASE SUMMARY
RUN MAXIMUM VALUE
WORST CASE ALL DEVICES
8.367 at T = 146.2400E-06
( 100.14% of Nominal)

```

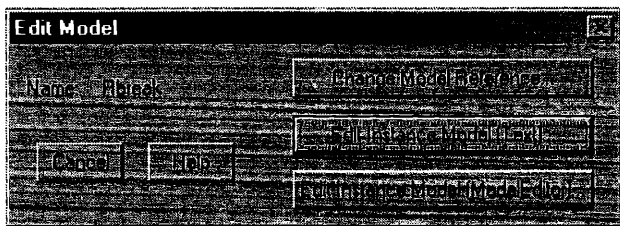
Фиг. 5.35

С цел въвеждане на толеранс за съпротивлението R_L , в схемата от фиг. 5.36 се използва модел Rbreak от библиотеката **BREAKOUT.LIB**. Номиналната стойност на R_L от $4.7k\Omega$ се въвежда непосредствено в полето на атрибута **VALUE** от диалоговия прозорец за задаване на параметрите на елемента. Задаването на толеранси на R_L се реализира посредством редактиране на описанието на модела на резистора, както е показано в параграф 5.2.



Фиг. 5.36

За целта се избира елемента (резистора RL) с еднократно щракане с левия бутон на мишката върху символа му. При това се сменя цвета на елемента и той става червен. В режим на редактиране на модела се избира с командата **Edit/Model** от главното меню на **Schematics**. Появява се диалогов прозорец (фиг. 5.37) за избор на режим на редактиране на модела Rbreak.



Фиг. 5.37

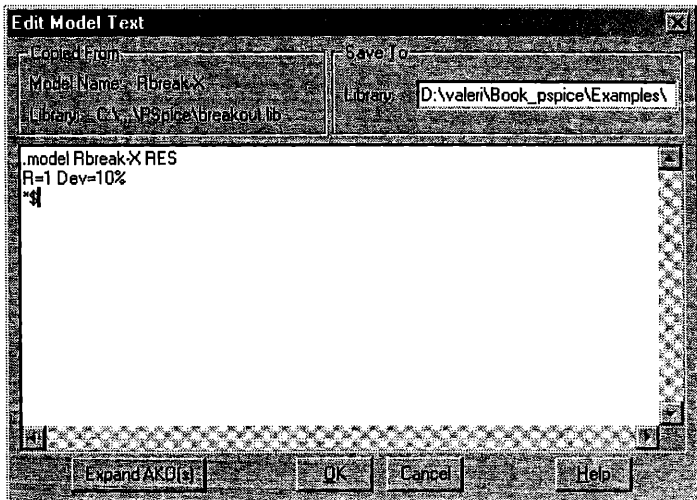
В този прозорец се избира режим на редактиране на текстовото описание **Edit Instance Model (Text)**...и се отваря прозорец с текстовото описание на параметрите на модела (фиг. 5.38). В този прозорец могат да бъдат променяни параметрите на модела като се въвеждат желани стойности. В нашия случай описанието на модела е:

```
.model Rbreak-X RES  
R=1 Dev=10%  
*$
```

В това описание R има смисъл на коефициент, който умножава номиналната стойност $4.7k\Omega$, избрана в полето на атрибута **VALUE**, а Dev задава толеранса на резистора. След направените промени в съществуващия модел прозорецът се затваря с щракане върху бутона ОК.

Модифицираният модел автоматично се запазва в нова библиотека (.lib файл), която се намира в директорията където е изходната схема (.sch файла). Същевременно името на модела служебно се променя на Rbreak-X.

Всички останали настройки са като в предишния пример, където варира само коефициента BF.

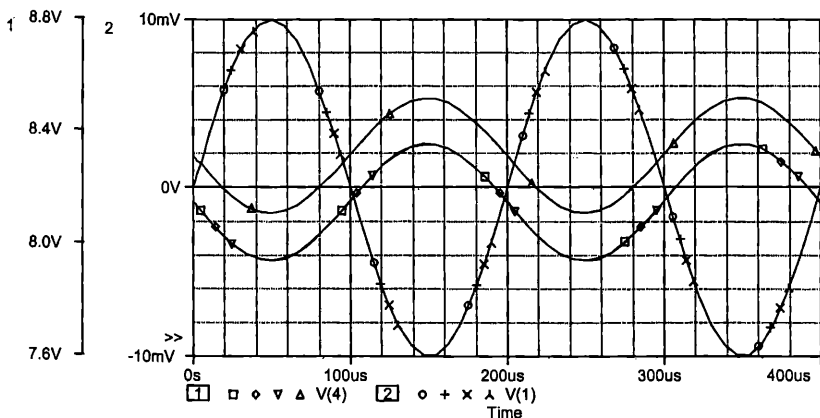


Фиг. 5.38

След симулация на режима във веригата в **Probe** се визуализират всичките четири секции за входното напрежение и за потенциала на възел 4 (фиг. 5.39). Определянето на максималната стойност на изходното напрежение лесно може да се реализира в **Probe**, чрез проследяване на най-горната от трите зависимости за $V(4)$.

Извадка от .out файла е показана на фиг. 5.40. В този вариант на примера варират два ($n=2$) параметъра – BF и RL. Затова и броят на анализите за изчисляване на най-неблагоприятния случай е $n+2=4$. Един анализ за изчисляване на номиналния режим, по един анализ за определяне на посоките на промяна на BF, и RL водещи до най-неблагоприятния случай, и един анализ при максимално отклонение на BF и RL в определената посока, който е свързан с най-неблагоприятния случай.

Данни за тези четири анализа могат да бъдат взети от .out файла. Част от тези данни са дадени в извадката от фиг. 5.40. Вижда се, че посоките на промяна на BF и RL са на намаляване, поради което анализа на най-неблагоприятния случай е при долната граница на BF (191.93) и при долна граница на коефициента R от модела *Rbreak*, т.е. при 0.9. Търсената максимална стойност на изходното напрежение е 8.5177 V при $t = 146.24 \mu\text{s}$.



Фиг. 5.39

```

**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION  TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      WORST CASE ALL DEVICES
NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE
( 1)  0.0000  ( 2)  0.0000  ( 3)  .7720  ( 4)  8.3133
( 5)  12.0000 ( 6)  .1403

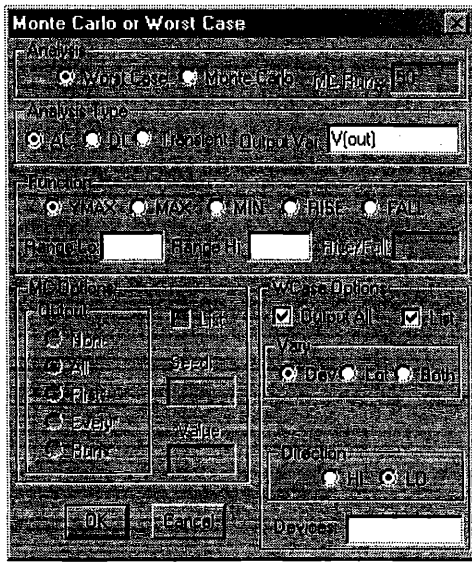
**** UPDATED MODEL PARAMETERS  TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      WORST CASE ALL DEVICES
Device  MODEL          PARAMETER      NEW VALUE
Q_Q1    Q2N2222-X1         BF             191.93    (Decreased)
R_RL    Rbreak-X          R              .9        (Decreased)

RUN      MAXIMUM VALUE
WORST CASE ALL DEVICES
      8.5177 at T = 146.2400E-06
      ( 101.95% of Nominal)

```

Фиг. 5.40

Като последен пример за приложение на анализа на най-неблагоприятния случай се разглежда активния RC филтър от фиг. 5.21. Настройките на параметрите и толерансите са като в случая от параграф 5.2. Режима за снемане на честотна характеристика се задава от менюто **Analysis/Setup/AC Sweep** (фиг. 5.24). Задание за анализ на най-неблагоприятния случай се дефинира от менюто **Analysis/Setup/Monte Carlo or Worst Case** (фиг. 5.41).

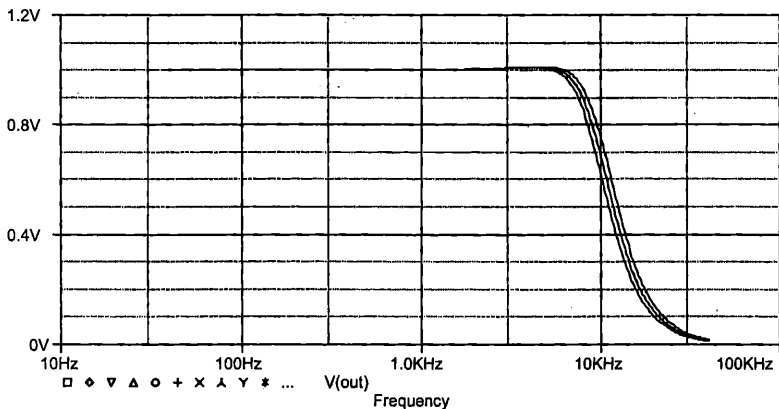


Фиг. 5.41

Поставя се маркер за напрежение, в резултат на което след симулацията директно се изобразява амплитудно-честотната характеристика и най-неблагоприятното и изменение в посока надолу. По аналогичен начин се намира най-неблагоприятното изменение на характеристиката в посока нагоре (HI) и резултатът се запазва във файл с друго име. За да се видят границите на толерансите на амплитудно-честотната характеристика, трябва двете гранични характеристики да се визуализират едновременно. Тъй като **PSpice** не позволява двете характеристики да се изчислят с един анализ, първо се визуализира резултатът от най-неблагоприятното изменение в посока надолу и след това в **Probe** чрез командата **File/Append** се добавя резултатът от най-неблагоприятното изменение в посока нагоре, като се укаже името на съответния файл. Границите на толерансите на амплитудно-честотната характеристика в двете посоки са дадени на фиг. 5.42.

Извадка от .out файла при анализа на най-неблагоприятния случай в посока надолу е показана на фиг. 5.43. В този пример варират шест ($n=6$) параметъра – R1, R2, R3, C1, C2, и C3. Броят

на анализите за изчисляване на най-неблагоприятния случай е $n+2=8$. Данни за тези осем анализа могат да бъдат взети от *.out* файла. Част от тези данни са дадени в извадката от фиг. 5.43. Вижда се, че посоките на промяна на всички параметри са на нарастване, поради което анализа на най-неблагоприятния случай е при горна граница на параметрите. Търсената максимална стойност на отклонението от номинала в посока надолу е $.069V$ при честота $F = 10.521 \text{ kHz}$.



Фиг. 5.42

```

**** UPDATED MODEL PARAMETERS  TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      WORST CASE ALL DEVICES
Device  MODEL  PARAMETER  NEW VALUE
C_C1    C_C1    C    1.05    (Increased)
C_C3    C_C3    C    1.05    (Increased)
C_C2    C_C2    C    1.05    (Increased)
R_R1    R_R1    R    1.01    (Increased)
R_R2    R_R2    R    1.01    (Increased)
R_R3    R_R3    R    1.01    (Increased)

WORST CASE SUMMARY

Mean Deviation = -.069
Sigma = 0

RUN      MAX DEVIATION FROM NOMINAL

WORST CASE ALL DEVICES
      .069 lower at F = 10.5210E+03
      (110.99% of Nominal)

```

Фиг. 5.43

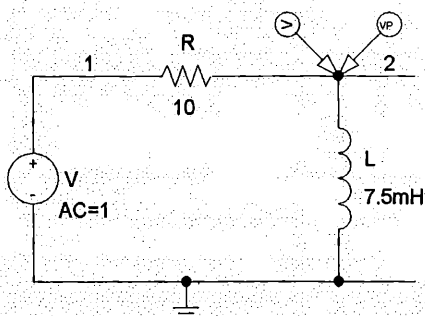
ПРИМЕРНИ ВАРИАНТИ НА КУРСОВИ РАБОТИ

В този раздел са разгледани някои примерни условия от курсови задачи, в които са изследвани елементарни вериги при различни входни въздействия. Целта на разглеждането е да се улеснят студентите при решаването на курсови задачи с PSpice, както и да се направи връзка между резултатите от симулацията и физическата същност на процесите, които се развиват в тези вериги.

6.1. Определяне на честотните характеристики и максималната активна мощност в резистор при някои смесени схеми

6.1.1. Определяне на амплитудната и фазовата честотна характеристика на R-L звено.

Да се определи *амплитудната и фазовата честотна характеристика* (АЧХ и ФЧХ) за веригата, чиято схема е показана на фиг. 6.1.



Фиг. 6.1


АЧХ е модулът на комплексния коефициент на предаване по напрежение \dot{K}_u на веригата във функция от честотата ω :

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{j\omega L}{R + j\omega L}; \quad K_u(\omega) = \text{mod } \dot{K}_u(\omega) = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}.$$

ФЧХ е аргументът на \dot{K}_u във функция от честотата ω :

$$\psi(\omega) = \arg[\dot{K}_u(\omega)] = \arg[\dot{U}_2(\omega)] - \arg[\dot{U}_1(\omega)] = \frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{\omega L}{R}.$$


За удобство се приема ефективната стойност на напрежението с променлива честота, генерирано от входния източник, да бъде 1 V. Така ефективната стойност на изходното напрежение ще съвпада числено с АЧХ. Входът на веригата спрямо базисния възел (земята) е означен с етикет 1, а изходът – с етикет 2. С тези означения по-лесно ще се различават графиките на променливите, получени след симулацията.

За да се наблюдават двете графики, на изхода 2 са позиционирани два маркера. Единият маркер за ефективна стойност на напрежение се извежда от **Markers/Marked Voltage/Level** или от иконката , а другият за аргумент (начална фаза) на комплексно напрежение – от **Markers/Mark Advanced /vphase**.

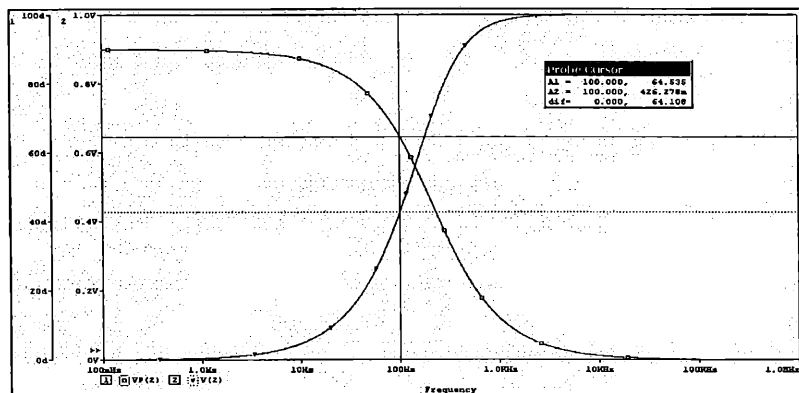
Поради простотата на веригата могат предварително да се направят разсъждения за очакваните резултати от симулацията. Бобината (фиг. 6.1) е единственият честотнозависим елемент със съпротивление $X_L = \omega L$ и тя е включена на изхода. Ето защо при нарастване на честотата от 0, изходното напрежение ще нараства също от 0 и ще достигне стойността на входното напрежение, когато $\omega \rightarrow \infty$. В същия интервал ФЧХ, която числено е равна на началната фаза на изходното напрежение \dot{U}_2 ($\psi_{u_1} = 0$), ще се изменя от 90° до 0° . Това е така, защото токът във веригата изостава от входното напрежение на ъгъл $\text{arctg}(\omega L / R)$, а изходното напрежение изпреварва тока през бобината с ъгъл $\pi/2$ или $\psi_i = \psi_{u_1} - \text{arctg}(\omega L / R)$.

Тогава $\psi(\omega) \equiv \psi_{u_2} = \psi_i + \pi/2 = \pi/2 - \text{arctg}(\omega L / R)$.


Анализът с Pspice се извършва в следния ред:


1. Щраква се върху иконката  (**Setup Analysis**), маркира се режимът **AC Sweep** (честотен анализ) и се щраква върху бутона му. Маркира се **Decade**, а в полетата за настройка на режи-


ма се написва: **Pts Decade: 101, Start Freq.: 0.1, End Freq.: 10k.**
 Прозорците се затварят с **OK** и **Close**.



Фиг. 6.2

2. Стартира се симулацията с щракване върху иконката  (**Simulate**) и се изобразяват графиките на АЧХ и ФЧХ.

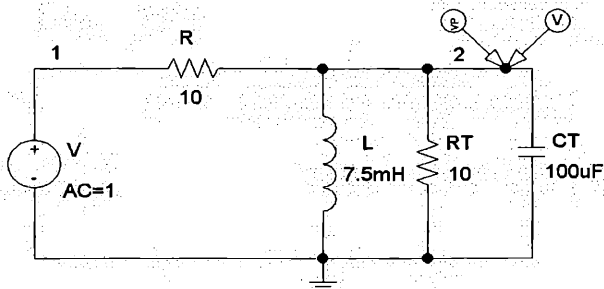
3. Тъй като се изследват две разнородни физически величини, едната от които е безразмерна, но числено е равна на изходното напрежение U_2 , а другата се измерва в градуси, е необходимо да се въведе още една ос Y . Това става с команда **Plot/Add Y Axis**. Щраква върху означението на графиката $V(2)$ и се натиска клавиш **Delete**. На екрана остава само графиката на ФЧХ. С команда **Trace/Add Trace/V(2)** или с щракване върху иконката  (**Add Trace**) и избиране от менюто на $V(2)$ се изобразява графиката на АЧХ в новата координатна система.

4. За отчитане от графиките показани на фиг. 6.2 се щраква върху иконката  (**Toggle cursor**). Курсорът се позиционира върху графика 1, която в случая е $VP(2)$ (графиката на ФЧХ). С щракване на левия бутон на мишката в полето на графиката или с лява и дясна стрелка се премества курсорът на честота 100 Hz. Отчита се от таблицата **Probe Cursor** $\Psi_{Ku} = 64,77$. За едновременно отчитане на K_u (графика 2) при тази честота се щрака десният бутон на мишката върху символа пред $V(2)$ и със същия бутон или с едновременно натискане на клавиш **Shift** и лява (дясна) стрелка се позиционира вторият курсор на честота 100 Hz. Отчита се $K_u = 0,426$ от фиг. 6.2.

Резултатите от симулацията потвърждават верността на предварително направените разсъждения. За количествени сравнения от получените изрази се изчисляват стойностите на АЧХ и ФЧХ за честота $f = 100 \text{ Hz}$ ($\omega = 2\pi f = 628 \text{ s}^{-1}$). Получава се $K_u = 0,426$, $\Psi_{Ku} = 64,77^\circ$.

Задача 6.1.2. Определяне на АЧХ и ФЧХ на R-L звено при натоварване с резистор и кондензатор

Да се определят амплитудната и фазовата честотна характеристика за веригата, чиято схема е показана на фиг. 6.1, ако на изхода ѝ е включен паралелен товар от резистор R_T и кондензатор C_T (фиг. 6.3). Да се установи влиянието на товара върху честотните характеристики.



Фиг. 6.3

Комплексният коефициент на предаване по напрежение с товар се намира от изрази

$$\dot{K}_{ur} = \frac{Z_e}{R + Z_e} = \frac{1}{R_T + j\left(\omega C_T - \frac{1}{\omega L}\right)} = \frac{1}{1 + \frac{R}{R_T} + j\left(\omega C_T - \frac{1}{\omega L}\right)R}$$

където Z_e е еквивалентното комплексно съпротивление на изхода на веригата.

В случая $R = R_T$ и за \dot{K}_{ur} се получава:

$$\dot{K}_{u_T} = \frac{1}{2 + j\left(\omega C_T - \frac{1}{\omega L}\right)R}$$

Отгук се намира

$$K_{u_T}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{4 + R^2\left(\omega C_T - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \text{ и } \psi(\omega) = -\arctg\left(\omega C_T - \frac{1}{\omega L}\right)\frac{R}{2}.$$



При включване на товар на изхода на веригата се създава условие за паралелен резонанс между бобината L и кондензатора C_T . Резонансната честота се намира от познатата формула

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_T}} = 1154,7 \text{ s}^{-1} \text{ или } f_p = 183,78 \text{ Hz.}$$


От схемата на фиг. 6.3 се вижда, че за резонансната честота капацитивната и индуктивната проводимост на изхода на веригата ще се компенсират и изходното напрежение, съответно K_u , ще се определя само от резисторния делител $R_T/(R+R_T)$. За $R = R_T$ се получава $K_u(\omega_p) = 0,5$. Това е и максималната възможна стойност на K_u , която съответства на максималното съпротивление на изхода на веригата.

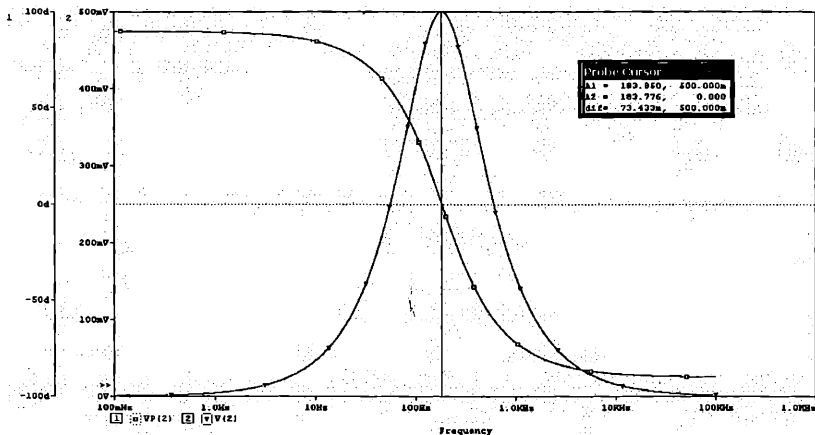
Поради компенсиране на влиянието на реактивните елементи се изпълнява условието за фазов резонанс $\Psi(\omega_p) = 0$.

Направените предположения се потвърждават напълно от симулацията на честотните характеристики фиг. 6.4.

Графиките с две Y оси на фиг. 6.4 се получават по същия начин, както беше обяснено в т. 6.1.1. За да се направят количествени изследвания, се щраква върху иконката  и върху символа на графика 2 пред $V(2)$. Курсорът намира максимума на АЧХ след щракване върху иконката  (**Cursor Max**). Отчитането от графика 1 става след щракване с десния бутон на мишката в полето на графиките и преместване на втория курсор до $f_p = 183,78$ Hz. Предварително получените резултати се потвърждават напълно с отчетените от графиките стойности.

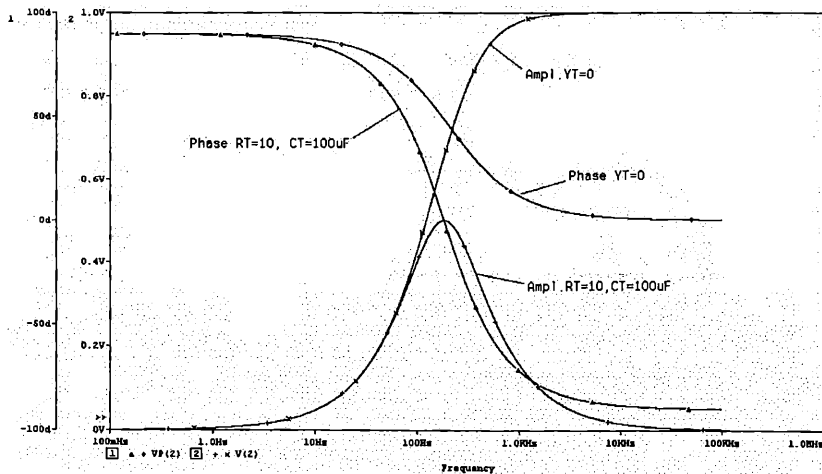
Графиките, показани на фиг. 6.2 и фиг. 6.4, могат да се наблюдават в обща координатна система, при което най-добре се вижда влиянието на товара. За тази цел се избира меню **File/Append Wave Form (.DAT)...** или се щраква с мишката върху

иконката  (Append File). Отваря се прозорец с файлове .DAT, от които се избира желаният файл. Щраква се върху бутон **Do Not Skip Sections** и се наслажават графиките от двата .DAT файла. Схемите на двете вериги трябва да са означени с еднакви етикети и настройките на режимите, зададени в **AC Sweep** трябва да са еднакви, за да се получи съответствие между променливите в общата графика и еднакви мащаби за координатните оси.



Фиг. 6.4

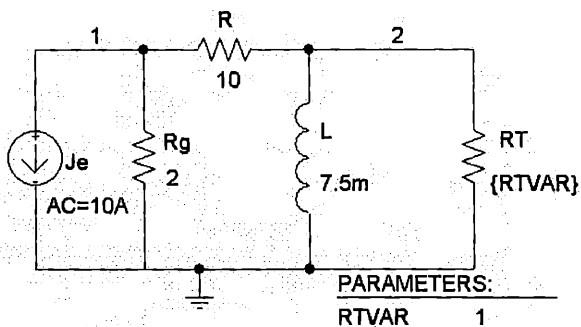
Общата графика е показана на фиг. 6.5.



Фиг. 6.5

Задача 6.1.3. Определяне на максимална активна мощност в товарен резистор на R-L верига, захранвана от неидеален източник на ток.

Да се установи при какво товарно съпротивление на резистор R_T , включен на изхода на веригата (фиг. 6.6), активната мощност, отделена в товара ще бъде максимална, ако на входа на веригата е включен неидеален генератор с е.д.т. $J_e = 10 \text{ A}$ и проводимост $Y_g = 0,5 \text{ S}$. Режимът е синусоидален с честота $\omega = 1000 \text{ s}^{-1}$.



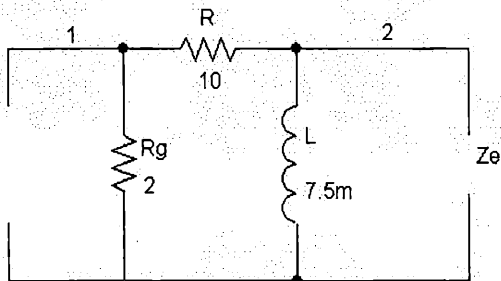
Фиг. 6.6

На фиг. 6.6 е показана схемата на изследваната верига. Паралелно на генератора на ток J_e е включен резистор със съпротивление 2Ω , съответстващо на зададената проводимост $Y_g = 0,5 \text{ S}$.

От теоремата за предаване на максимална активна мощност на консуматор е известно, че за да се отдели такава мощност в резистивен клон на една верига, трябва съпротивлението на търсения резистор да е равно на модула на еквивалентното комплексно съпротивление на веригата, определено спрямо опорните възли на клона, ако всички електродвижещи величини на захранващите източници във веригата са нулирани. Или това е еквивалентното съпротивление Z_e , дефинирано в теоремата на Тевенен.

Нулирането на електродвижещите величини се отразява с късо съединение за източниците на напрежение ($Z_B = 0$) и с прекъсване за източниците на ток ($Z_B \rightarrow \infty$).

Еквивалентното съпротивление за разглежданата верига се намира от схемата, показана на фиг. 6.7.



Фиг. 6.7

Вижда се, че бобината е свързана паралелно на последователното съединение на резисторите R и R_g . Съпротивлението Z_e се изчислява от израза

$$Z_e = \frac{j\omega L(R + R_g)}{j\omega L + R + R_g} = 3,37 + j5,39 = 6,36e^{j58^\circ} \Omega.$$

От посоченото преди следва, че максимална активна мощност в товара P_{\max} ще се отдели когато $R_T = 6,36 \Omega$.

Стойността на P_{\max} може да се намери аналитично чрез разглеждане на схемата на фиг. 6.6 при $R_T = 6,36 \Omega$. Възможно е да се използва и формулата за P_{\max} , дефинирана в теоремата за предаване на максимална активна мощност на консуматор [6]:

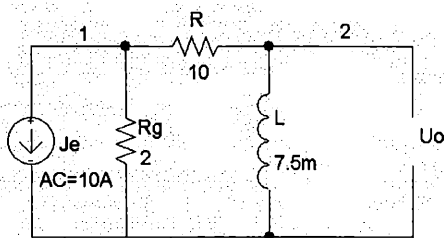
$$P_{\max} = \frac{E^2 \cos \varphi_k}{2z[1 + \cos(\varphi_k - \varphi)]}.$$

В тази формула E е ефективната стойност на напрежението на еквивалентния генератор (U_0), дефинирано от теоремата на Тевенен. То възниква между опорните възли на резистора R_T (фиг. 6.6) след неговото отстраняване от веригата, както е показано на фиг. 6.8.

От схемата на фиг. 6.8 се намира:

$$\dot{U}_0 = \dot{E} = \dot{J}_e \frac{R_g}{R_g + R + j\omega L} (j\omega L) = 5,618 + j8,989 = 10,6e^{j58^\circ} \text{ V.}$$

φ_k е аргументът на комплексното съпротивление на товара (в случая товарът е чисто активен и $\varphi_k = 0$), φ е аргументът на комплексното съпротивление Z_e , а z е неговият модул. В разглеждания случай $\varphi = 58^\circ$, $z = 6,36 \Omega$.




Фиг. 6.8


При заместване във формулата за P_{\max} се намира:

$$P_{\max} = \frac{10,6^2}{2 \cdot 6,36(1 + \cos 58^\circ)} = 5,774 \text{ W.}$$


След като се състави схемата (фиг. 6.6) със схемния редактор и се въведат стойностите на елементите, се настройват режимите на анализа:

1. Щраква се върху иконката , маркира се режим **AC Sweep** и след щракване върху бутона му се маркира **Linear**, въвежда се **Total Pts.: 2**, **Start Freq.: 159.1**, **End Freq.: 159.15**. Последната честота съответства на зададената ъглова честота $\omega = 1000 \text{ s}^{-1}$. Затваря се прозорецът за честотен анализ с **OK**.

2. Маркира се режим **Parametric** и след щракване върху бутона му се маркира **Global Parameter** и **Decade**. Въвеждат се данните **Name: RTVAR**, **Start Value: 1**, **End Value: 15**, **Pts/Decade: 20**. Затваря се прозорецът с **OK**, а следващият прозорец – **Close**.


3. Щраква се върху иконката . Отваря се прозорец с различни стойности на **RVAR**. Щраква се върху бутон **OK**, с което са избрани всички стойности и прозорецът се затваря.

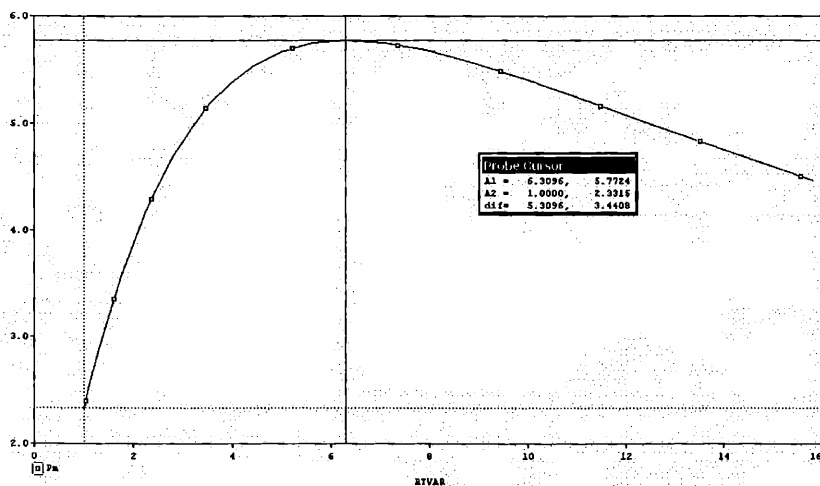
4. Избира се меню **Plot/Axis Settings.../X Axis**, маркира се **Performance Analysis** и се щраква **OK**, с което **RTVAR** става

променливата по оста x и се появява полето за графики. Всичко това може да стане с щракване върху иконката .


5. Трябва да се наблюдава графиката на активната мощност в товарния резистор R_T във функция от зададените стойности на съпротивлението $RTVAR$. Това е активна мощност, която е произведение на тока през R_T и напрежението в краищата му ($\cos\varphi = 0$). Удобно е формулата за мощността да се опише в макрос, който да се извиква при всяка следваща симулация.


Избира се меню **Trace/Macros** и в полето **Definition** се записва $P_m = \text{Min}(I(RT) * V(2))$, щраква се върху бутони **Save** и **Close**.

6. Щраква се върху иконката , в прозорец **Trace Expression** се написва P_m и се щраква **OK**. Изобразява се търсената графика (фиг. 6.9).




Фиг. 6.9

7. Щраква се върху иконката  и се появява курсорът.

8. Щраква се върху иконката  и курсорът се позиционира на максимума на графиката.

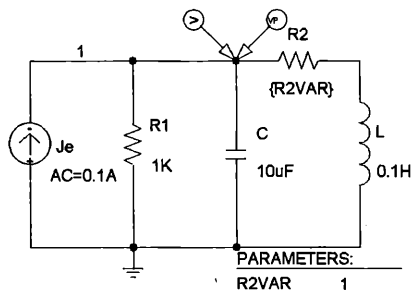
От табличката **Probe Cursor** се отчитат стойностите $P_m = 5,7724 \text{ W}$ за $RTVAR = 6,3096 \Omega$. Тези стойности са много близки до предварително изчислените.

Описаната процедура може да се съкрати, ако версията на PSpice, с която се работи, допуска задаване на честотен анализ в една точка. Тогава се задава честотен анализ само за работната честота. Настройките на параметричния анализ се запазват. Стартира се симулацията. Избират се всички зададени стойности на параметъра. Отваря се графичният прозорец, в който променливата по оста x е параметърът $RTVAR$. Щраква се върху иконката , в полето **Trace Expression:** се написва $V(2)*I(RT)$ и се натиска **Enter**.

6.2. Изследване на резонансните свойства на паралелно свързани елементи

Задача 6.2. Изследване на резонансните свойства на паралелно съединение на бобина със загуби, резистор и кондензатор. Определяне на качествения фактор

Да се изследват резонансните характеристики на веригата, чиято схема е показана на фиг. 6.10. Да се установи влиянието на съпротивлението R_2 върху честотите, при които настъпва фазов и амплитуден резонанс, както и върху качествения фактор на веригата. Да се направи сравнение при $R_2 = 0$ и $R_2 = 60 \Omega$.



Фиг. 6.10


Разглежданата верига (фиг. 6.10) при $R_2 = 0$ се свежда до паралелен двуполусник GLC, захранван от източник на ток J_e с променлива честота. В този случай резонансната честота f_p и честотата f_a , при която напрежението на входа на веригата има максимум (амплитуден резонанс), съвпадат.

Резонансната честота се намира от познатата формула
 $f_p = 1/2\pi\sqrt{LC} = 159,155 \text{ Hz}$.


Качественият фактор се определя от равностойните изрази

$$Q = \frac{\sqrt{C}}{G} = \frac{1}{\omega_p L} = \frac{B_{Lp}}{G} = \frac{\omega_p C}{G} = \frac{B_{Cp}}{G} = \frac{\gamma}{G} = 10, \text{ където } G = 1/R_2.$$


Аналитичното определяне на честотата f_a е свързано с обременителни изчисления, защото трябва да се търси екстремум на модула на еквивалентната комплексна проводимост от честотата. Затова f_a се определя чрез симулация.

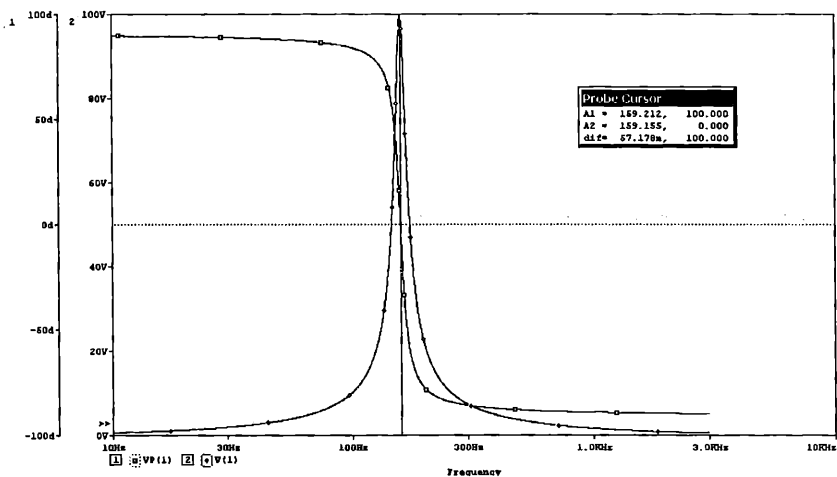
За тази цел в схемата на веригата (фиг. 6.10) са позиционирани два маркера. Маркерът за ефективна стойност на напрежение се избира с щракване върху иконката , а маркерът за аргумент (начална фаза) на комплексно напрежение се избира от меню **Markers/Mark Advanced... /vphase**. С първия маркер се установява честотата f_a , на амплитудния резонанс, а с втория – честотата f_p на фазовия резонанс.

За да се извърши изследването с Pspice за различни стойности на R_2 , се задава параметричен анализ. Вместо стойността по подразбиране на R_2 се въвежда $\{R2VAR\}$.

1. Щраква се върху иконката , маркира се **Parametric** и се щраква върху бутона му. Маркира се **Global Parameter, Value List**, в полето **Name** се написва $R2VAR$, а в полето **Values**: $1e^{-6}$, 60. Първата стойност съответства на $R_2 = 0$, а втората – на $R_2 = 60 \Omega$. Щраква се **OK**.

2. Избират се параметрите на честотния анализ. Маркира се **AC Sweep...** и се щраква върху бутона му. Маркира се **Decade**. В полето **Pts/Decade** се написват по възможност повече точки, например 1000. Това се прави за по-голяма точност при отчитането. При липса на ресурси броят на точките се намалява. В полето **Start Freq.:** се написва 10, а в полето **End Freq.:** 3K. Щраква се върху **OK** и **Close**.

3. Щраква се върху иконката  и след като се появи прозорецът със стойностите на R_2 , се избира първата стойност ($1e^{-6}$) и се щраква **OK**. Появяват се графиките на честотния анализ.



Фиг. 6.11


Графиките на процеса са показани на фиг. 6.11.

След получаването на графичното изображение графиките се обработват по следния начин:


1. Маркира се V(1) и с клавиш **Delete** се изтрива резонансната крива на напрежението.

2. С команда **Plot/Add Y Axis** се прибавя нова Y ос.

3. Щраква се върху иконката  и от менюто се избира V(1). Изобразяват се двете честотни характеристики.

4. Щраква се върху иконката  и курсорът се позиционира върху фазовата характеристика VP(1).

5. Маркира се символът пред V(1) и курсорът се пренася върху другата графика.

6. Щраква се върху иконката , при което курсорът намира максимума на графиката. От табличката **Probe Cursor** се отчита $U = 100\text{ V}$, за честота $f_a = 159,212\text{ Hz}$.

7. Щраква се с десен бутон на мишката в полето на графиката и с клавиш **Shift** и дясна (лява) стрелка се премества другият курсор, докато се отчете на втория ред на табличката 0. Това показание се намира при честота $f_p = 159,155\text{ Hz}$. Теоретично в този случай двете честоти трябва да са еднакви. Малката разлика се дължи на ограничения брой точки, с които се изобразяват графиките.

За да се намери честотата f_p , когато $R_2 = 60 \Omega$, се анулира имагинерната част на еквивалентната комплексна проводимост Y_e , изчислена спрямо входа на веригата:

$$Y_e = \frac{1}{R_1} + j\omega C + \frac{1}{R_2 + j\omega L}.$$

След преработка се намира:

$$Y_e = \frac{1}{R_1} + \frac{R_2}{R_2^2 + \omega^2 L^2} + j\left(\omega C - \frac{\omega L}{R_2^2 + \omega^2 L^2}\right) = G_e + j(B_{Ce} - B_{Le}) = G_e + jB_e.$$

Известно е, че за честотата на фазовия резонанс ω_p , имагинерната част на B_e се анулира. От това условие се получава

$$\omega_p = \omega_{po} \sqrt{\frac{L - R^2 C}{L}}, \text{ където } \omega_{po} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ е резонансната честота}$$

при $R_2 = 0$. Оттук се изчислява $\omega_p = 0,8\omega_{po} = 800 \text{ s}^{-1}$ или $f_p = 127,324 \text{ Hz}$.

От направените изчисления се вижда, че при бобина със загуби резонансната честота намалява с 20 %.

Както в предишното разглеждане, честотата на амплитудния резонанс f_a ще се определи чрез симулация.

Качественият фактор в този случай се намира със същите формули, но приложени за еквивалентните параметри, определени при резонансната честота:

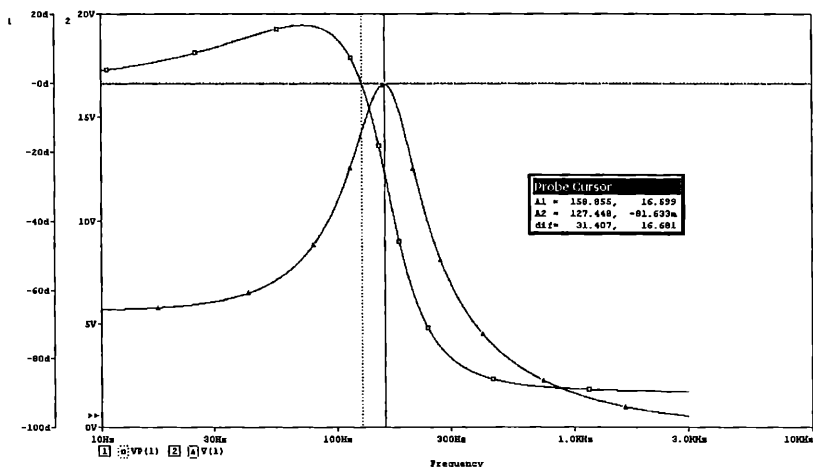
$$Q = \frac{B_{Cep}}{G_{ep}} = \frac{B_{Lep}}{G_{ep}} = \frac{\omega_p C}{\frac{1}{R_1} + \frac{R_2}{R_2^2 + \omega_p^2 L^2}} = \frac{\frac{\omega_p L}{R_2^2 + \omega_p^2 L^2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{R_2}{R_2^2 + \omega_p^2 L^2}} = 1,14.$$

От израза за B_{Lep} може да се дефинира еквивалентната индук-

$$\text{тивност при резонанс: } L_{ep} = \frac{1}{\omega_p B_{Lep}} = L \left(1 + \frac{R_2^2}{\omega_p^2 L^2} \right) = 0,15625 \text{ H}.$$

Еквивалентната проводимост на веригата при резонанс е:

$$G_{ep} = \frac{1}{R_1} + \frac{R_2}{R_2^2 + \omega_p^2 L^2} = 0,007 \text{ S или } R_{ep} = \frac{1}{G_{ep}} = 142,857 \Omega.$$



Фиг. 6.12

Графичното изображение на процеса (фиг. 6.12) се намира както в първата част на задачата, но при симулацията се избира $R_2 = 60 \Omega$.

От данни A2 на **Probe Cursor** се отчита $f_p = 127,448 \text{ Hz}$ при начална фаза на входното напрежение $-0,0816^\circ \approx 0$.

От данни A1 се отчита $f_a = 158,855 \text{ Hz}$ и $U = 16,599 \text{ V}$.

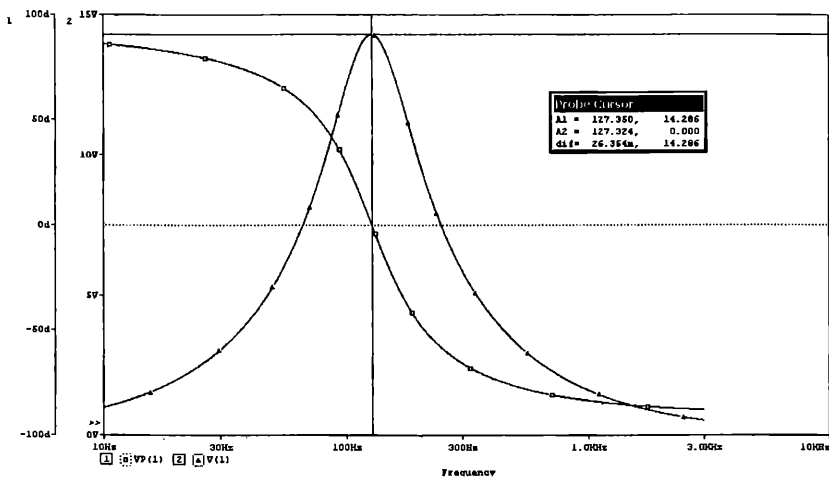
При сравнение на резултатите от двата случая се вижда, че честотата на амплитудния резонанс почти не се е променила ($f_a = 159,212 \text{ Hz}$ в първия случай), докато честотата на фазовия резонанс е намалела с повече от 31 Hz.

Опитно може да се установи, че с увеличаване на загубите в реактивните елементи честотата на фазовия резонанс намалява спрямо честотата на амплитудния резонанс.

Качественият фактор също е намалел значително. Това се дължи на големите активни загуби в бобината, отразени с включването на съпротивление R_2 .

Графиката на входното напрежение, при която честотата на фазовия резонанс съвпада с честотата на амплитудния резонанс, може да се получи, ако се извърши симулация с веригата (фиг. 6.10) за еквивалентните параметри при резонанс.

Замества се $R_1 = R_{ep} = 142,857 \Omega$ и $L = L_{ep} = 0,15625 \text{ H}$, $C = 10 \mu\text{F}$, $R_2 = 0$. Тази графика е показана на фиг. 6.13.



Фиг. 6.13

Приблизителни резултати за качествения фактор и за честотата f_a във функция от стойностите на R_2 могат да се получат с и помощта на вторични функции [3].


Въз основа на изчислените от **PSpice** токове и напрежения, които са първичните схемни функции, е възможно да се дефинират вторични схемни функции, като ширина на честотна лента (Δf_n), централна честота (f_a) и др.


Целевите функции **CenterFreq** (централна честота f_a) и **Bandwidth** (Δf_n), които се намират след стартиране на графичния анализатор Probe в меню **Trace/Goal Functions...**, могат да се използват за дефиниране на вторична функция за определяне на качествения фактор Q. Това става чрез дефиниране на макроси в меню **Trace/Macros**, както е показано на фиг. 6.14.

Първият аргумент V(1) на функциите B и f_0 е напрежението на входа на веригата, чиято резонансна крива се изследва. Вторият аргумент 3 означава, че ширината на лентата е на ниво 3 Db.


Аргументите на целевите функции са описани в меню **Trace/Goal Functions.../View**.

След като са дефинирани макросите, анализът се извършва в следния ред:


1. Щраква се върху иконката , маркира се **Parametric** и се щраква върху бутона му. Маркира се **Global Parameter** и **Linear**. Въвеждат Name: R2VAR и стойностите Start Value: 0.000001, End Value: 60.000001, Increment: 20. Излиза се с **OK**. Настройките на честотния анализ **AC Sweep** се запазват. Излиза се с **Close**.

2. Щраква се върху иконката , и се отваря прозорец с всички зададени стойности на R_2 (R2VAR). Избират се всички стойности с **OK**.

3. Щраква се върху иконката , и променливата по оста x става R2VAR.

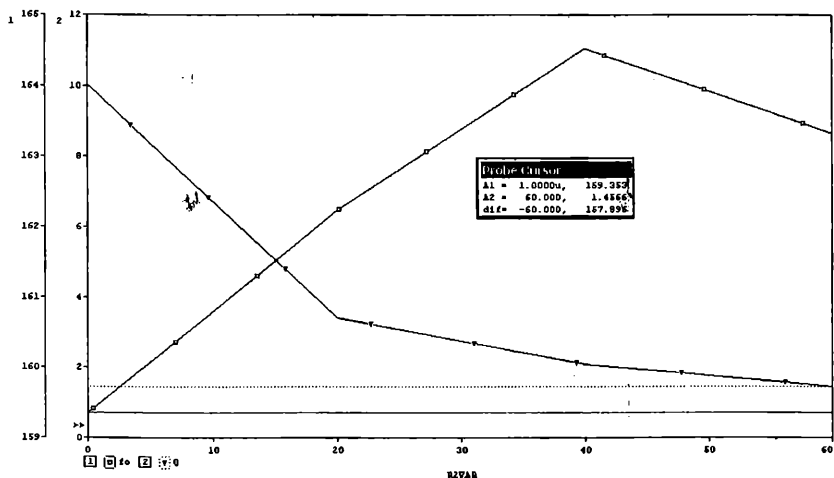
4. Щраква се върху иконката , в полето **Trace Expression:** се написва f_0 и се щракава **OK**. Изобразява се графиката на f_0 във функция от R_2 .

5. С команда **Plot/Add Y Axis** се добавя нова ос Y .

6. Щраква се върху иконката , в полето **Trace Expression:** се написва Q и се щраква **OK**. Изобразява се графиката на Q във функция от R_2 (фиг. 6.15).

7. Единият курсор се позиционира върху графиката на f_0 при $R_2 = 0$ и се отчита получената преди резонансна честота $f_p = 159,353$ Hz.

8. Другият курсор се позиционира върху графиката на Q при $R_2 = 60 \Omega$ и се отчита $Q = 1,4566$. Тази стойност е по-голяма от намерената преди аналитично $Q = 1,14$.

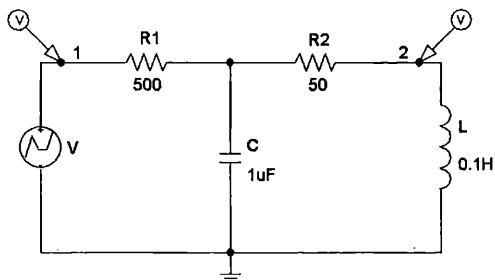


Фиг. 6.15

6.3. Определяне на преходни характеристики и изходни напрежения

Задача 6.3.1. Определяне на преходната характеристика по напрежение на верижно съединение на R-L и R-C звено

Да се намери преходната характеристика по напрежение $h_u(t)$ на веригата, чиято схема е показана на фиг. 6.16.

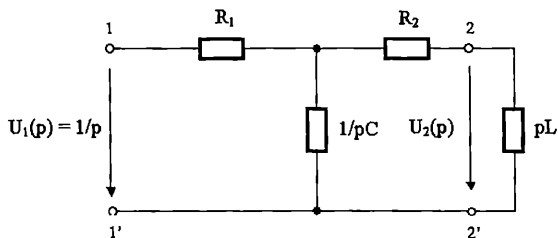


Фиг. 6.16

Обикновено преходната характеристика по напрежение се определя аналитично от еквивалентната операторна схема (фиг. 6.17).

На входа на веригата се подава операторният образ $U_1(p)$ на единично стъпаловидно напрежение. Тогава операторният об-

раз $H_u(p)$ на преходната характеристика по напрежение съвпада с операторния образ $U_2(p)$ на изходното напрежение.



Фиг. 6.17

От операторната схема на фиг. 6.17 лесно се намира израз за $U_2(p)$:

$$U_2(p) \equiv H_u(p) = \frac{\frac{1}{p}(pL) \frac{1}{pC}}{R_1(R_2 + pL) + (R_2 + pL) \frac{1}{pC} + \frac{1}{pC} R_1}$$

$$= \frac{L}{R_1 L C p^2 + (L + R_1 R_2 C) p + R_1 + R_2}$$

Полага се $H_u(p) = \frac{d}{p^2 + bp + c} = \frac{2000}{p^2 + 2500p + 1,1 \cdot 10^7} = \frac{A(p)}{B(p)}$.

За намиране на оригинала $h_u(t)$ се прилага теоремата на разлагането:

$$h_u(t) = \frac{A(p_1)e^{p_1 t}}{B'(p_1)} + \frac{A(p_2)e^{p_2 t}}{B'(p_2)}, \text{ където } B'(p) = 2p + b, \text{ а } p_1 \text{ и } p_2 \text{ са}$$

корени на уравнението $p^2 + pb + c = 0$.

Изчисляват се корените на квадратното уравнение и се намира:

$$p_{1,2} = -\frac{b}{2} \pm \sqrt{\frac{b^2}{4} - c} = -1250 \pm j3072s^{-1} = \sigma + j\Omega;$$

$$B'(p_1) = 2p_1 + b = 2\sqrt{\frac{b^2}{4} - c} = 2\sqrt{D} = j6144;$$

$$B'(p_2) = 2p_2 + b = -2\sqrt{\frac{b^2}{4} - c} = -2\sqrt{D} = -j6144, A(p_1) = A(p_2) = 2000.$$

Символният израз на преходната характеристика по напрежение има вида

$$\begin{aligned} h_u(t) &= \frac{d}{2\sqrt{D}}(e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) = \frac{d}{2\sqrt{D}}(e^{(-\sigma + j\Omega)t} + e^{(-\sigma - j\Omega)t}) = \\ &= \frac{d \cdot e^{-\sigma t}}{2\sqrt{D}}(e^{j\Omega t} - e^{-j\Omega t}) \end{aligned}$$


Оттук се получава:

$$\begin{aligned} h_u(t) &= \frac{j2d(\sin \Omega t)e^{-\sigma t}}{2\sqrt{D}} = \frac{2000 \sin 3072t}{3072} e^{-1250t} = \\ &= 0,651e^{-1250t} \sin(3072t) \end{aligned}$$


Очевидно процесът е *псевдопериодичен*.

Симулацията на $h_u(t)$ се извършва с веригата (фиг. 6.16), в която е включен по части линейен източник на напрежение VPWL.


1. Щраква се двукратно върху източника и се задават параметрите му така, че да генерира единично стъпаловидно напрежение: T1=0, V1=0, T2=0.1n, V2=1, T3=1s, V3=1. Всеки параметър се запаметява с **Enter** и след като се въведат всички параметри, се излиза с **OK**. Не е правилно да се зададе точка T1=0, V1=1, защото няма да се опише вярно единичното стъпаловидно напрежение.

2. Щраква се върху иконката , маркира се режим **Transient** и се щраква върху бутона му.

3. Задават се параметрите на преходния процес: **Print Step: 1us**, **Final Time: 5ms** и при наличие на по-бърз компютър (за по-точно изчисление) **Step Ceiling: 1us**. Щраква се върху бутона **OK** и после върху бутона **Close**.

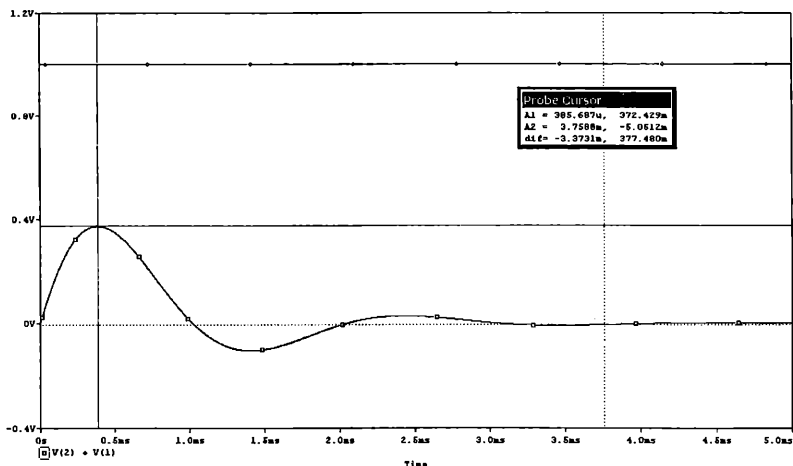
4. Щраква се върху иконката  и се получава графиката, показана на фиг. 6.18

5. Щраква се върху иконката  и се активира курсорът.

6. Щраква се върху иконката  и курсорът се позиционира върху първия максимум на затихващото колебание. Отчита се за $t = 386 \mu\text{s}$, $u_2 = 372 \text{ mV}$.

За тази стойност на времето се изчислява изходното напрежение от поучения аналитично израз за $h_u(t)$, тъй като $u_2(t)$ и $h_u(t)$ съвпадат числено при $u_1(t) = 1(t)$. Намира се $h_u(386\mu s) = 0,372$. Изчислената стойност е същата като отчетената с курсора.

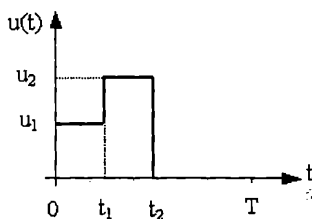
От графиката на фиг. 6.18 се вижда, че напрежението на изхода на веригата (фиг. 6.16), което е и напрежение на бобината, $V(2)$ не се изменя със скок в началото на процеса, въпреки че входното напрежение моментално приема стойност 1V. Това се обяснява с наличието на кондензатора, който е свързан паралелно на клоната $R_2 - L$. Напрежението на този кондензатор не може да се измени със скок ($u_C(0^-) = u_C(0^+) = 0$ за разглеждания случай). Токът през бобината също не може да се промени със скок ($i_L(0^-) = i_L(0^+) = 0$), при което напрежението на резистора R_2 е равно на нула в началния момент и напрежението на бобината се изменя плавно с изменението на напрежението на кондензатора и затихва до нула (стационарната стойност), защото входното напрежение е постоянно.



Фиг. 6.18

Задача 6.3.2. Използване на интеграла на Дюамел за намиране на изходното напрежение на верижно съединение на R-L и R-C звено при стъпаловиден входен импулс.

Да се намери изходното напрежение на веригата (фиг. 6.16), ако на входа ѝ е подаден импулс, показан на фиг. 6.19, за $u_1 = 50\text{ V}$, $u_2 = 100\text{ V}$, $t_1 = 1\text{ ms}$, $t_2 = 2\text{ ms}$.



Фиг. 6.19

За анализ на вериги при произволно въздействие може да се използва интегралът на Дюамел във вида

$$u_2(t) = u_1(0+)h_u(t) + \int_0^t u_1'(\tau)h_u(t-\tau)d\tau.$$

В предишната задача беше определена преходната характеристика по напрежение на веригата (фиг. 6.16)

$$h_u(t) = 0,651e^{-1250t} \sin(3072t).$$

Тъй като входното напрежение има точки на прекъсване, се разгледат три интервала, като се отчита предисторията на процеса от предходните интервали:

$$1. \quad 0 \leq t < t_1 \quad u_2(t) = u_1(0+)h_u(t) + \int_0^t u_1'(\tau)h_u(t-\tau)d\tau. \text{ Понеже } u_1$$

е константа, интегралът отпада и

$$u_2(t) = u_1(0+)h_u(t) = 32,55e^{-1250t} \sin 3072t.$$

$$2. \quad t_1 \leq t < t_2$$

$$u_2(t) = u_1(0+)h_u(t) + \int_0^{t_1} u_1'(\tau)h_u(t-\tau)d\tau + (u_2 - u_1)h_u(t-t_1) + \int_{t_1}^t u_2'(\tau)h_u(t-\tau)d\tau$$

или


$$\begin{aligned} u_2(t) &= u_1(0+)h_u(t) + (u_2 - u_1)h_u(t-t_1) = \\ &= 32,55e^{-1250t} \sin 3072t + 32,55e^{-1250(t-t_1)} \sin 3072(t-t_1) = \\ &= [32,55 \sin 3072t + 113,61 \sin 3072(t-10^{-3})]e^{-1250t} \end{aligned}$$

3. $t_2 \leq t < \infty$

$$\begin{aligned}
 u_2(t) &= u_1(0+)h_u(t) + \int_0^{t_1} u_1'(\tau)h_u(t-\tau)d\tau + (u_2 - u_1)h_u(t-t_1) + \\
 &+ \int_{t_1}^{t_2} u_2'(\tau)h_u(t-\tau)d\tau - u_2h_u(t-t_2) = \\
 &= [32,55 \sin 3072t + 113,61 \sin 3072(t-10^{-3})]e^{-1250t} - \\
 &65,1e^{-(1250t-2 \cdot 10^{-3})} \sin 3072(t-2 \cdot 10^{-3}). \\
 u_2(t) &= [32,55 \sin 3072t + 113,61 \sin 3072(t-10^{-3}) - \\
 &- 793,08 \sin 3072(t-2 \cdot 10^{-3})]e^{-1250t}.
 \end{aligned}$$

Изходното напрежение $u_2(t)$ на веригата (фиг. 6.16) чрез симулация се получава аналогично на $h_u(t)$.

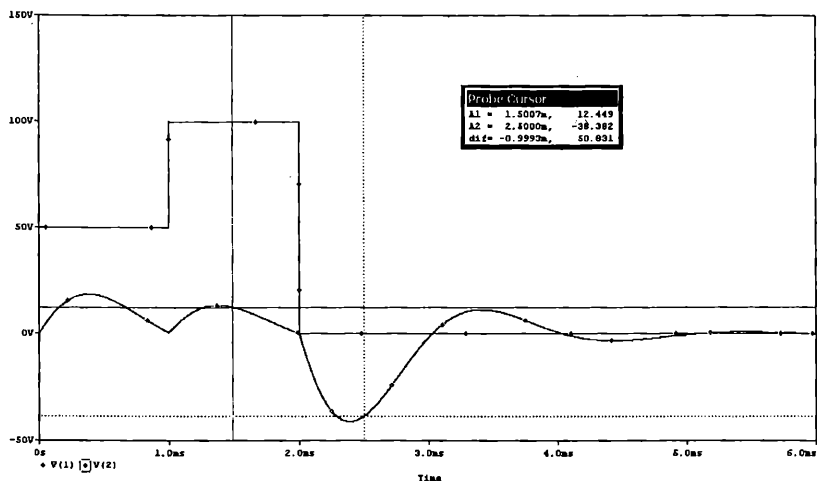
1. Входното стъпаловидно напрежение (фиг. 6.19) се симулира с по части линеен източник на напрежение VPWL. Параметрите му са: T1=0, V1=0; T2=1ns, V2=50V; T3=1ms, V3=50V; T4=1.000001ms, V4=100V; T5=2ms, V5=100V; T6=2.000001ms, V6=0. За стойности на времето T2, T4 и T6 се формират стръмни фронтове в точките на прекъсване на входното напрежение.

2. Щраква се върху иконката , маркира се режим **Transient** и се щраква върху бутона му.

3. Задават се параметрите на преходния процес: **Print Step:** 1us, **Final Time:** 6 ms и по възможност (за по-точно изчисление) **Step Ceiling:** 1us. Щраква се върху бутона **OK** и после **Close**.

4. Щраква се върху иконката  и се получава графиката, показана на фиг. 6.20.

Единият курсор отчита $u_2(1,5\text{ms}) = 12,499 \text{ V}$, а показанието на другия е $u_2(2,5\text{ms}) = -38,382 \text{ V}$. Същите стойности на изходното напрежение се намират от получените по аналитичен път изрази за съответните интервали.

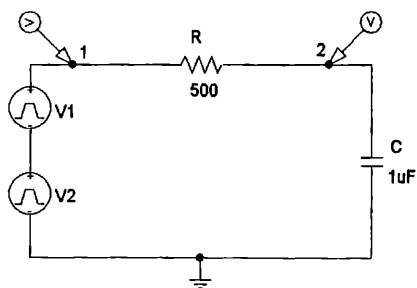


Фиг. 6.20

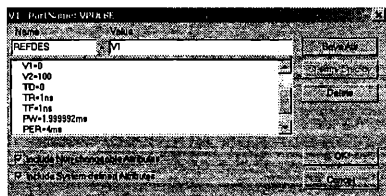
Задача 6.3.3. Определяне на изходното напрежение на интегриращо R-C звено при периодично стъпаловидно входно напрежение. Намиране на точното решение.

Да се намери изходното напрежение на интегриращото звено R-C от веригата (фиг. 6.16), ако на входа му е подадена поредица от импулси с форма и параметри дадени на фиг. 6.19, за $u_1 = 50 \text{ V}$, $u_2 = 100 \text{ V}$, $t_1 = T/4 = 1 \text{ ms}$, $t_2 = T/2 = 2 \text{ ms}$, $T = 4 \text{ ms}$, където T е периодът на повторение на импулсите.

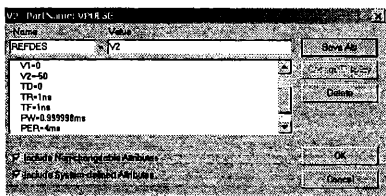
За симулация на периодичния процес със схемния се намира схемата на фиг. 6.21, в която импулсната поредица се осъществява с последователно включване на два източника на импулсно напрежение VPULSE. В тази схема $R = R_1 = 500 \Omega$.



Фиг. 6.21



a



б

Фиг. 6.22

Настройката на параметрите на източника V1 е показана на фиг. 6.22.а, а на V2 – на фиг. 6.22.б.

Процесите във верига от първи ред при произволно входно въздействие се описват с диференциалното уравнение

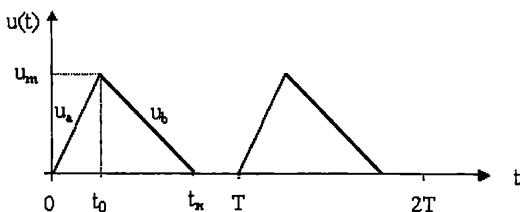
$\frac{dx}{dt} = ax + bf(t)$, където **a** и **b** са коефициенти, а **f(t)** е входният сигнал.

При периодично несинусоидално входно въздействие с период **T**, след решаване на уравнението спрямо преходния процес във веригата, решението му може да се периодизира и се намира [6]:

$$x(\theta) = e^{a\theta} (e^{-aT} - 1)^{-1} \int_0^T e^{-a\tau} bf(\tau) d\tau + e^{a\theta} \int_0^{\theta} e^{-a\tau} bf(\tau) d\tau.$$

От този израз може да се получи точното решение за изходната величина, без да се разлага входното въздействие в ред на Фурие. Ако импулсите от поредицата се описват с няколко функции, изходната величина се определя в отделни интервали, дефинирани от входния сигнал.

Когато входното напрежение има вида, показан на фиг. 6.23, изходното напрежение се търси в три интервала.



Фиг. 6.23

$$1. 0 \leq t < t_0, \quad u(t) = u_a = \frac{u_m}{t_0} t.$$

$$x(t) = e^{at} (e^{-aT} - 1)^{-1} \left\{ \int_0^{t_0} e^{-a\tau} b u_a(\tau) d\tau + \int_{t_0}^{t_u} e^{-a\tau} b u_b(\tau) d\tau \right\} + e^{at} \int_0^t e^{-a\tau} b u_a(\tau) d\tau$$

Означава се постоянният израз във фигурните скоби с С.

$$2. t_0 \leq t \leq t_u, \quad u(t) = u_b = \frac{u_m}{t_u - t_0} (t_u - t).$$

$$x(t) = e^{at} C + e^{at} \left[\int_0^{t_0} e^{-a\tau} b u_a(\tau) d\tau + \int_{t_0}^t e^{-a\tau} b u_b(\tau) d\tau \right].$$

$$3. t_u \leq t \leq T, \quad u(t) = 0.$$

$$x(t) = e^{at} C + e^{at} \left[\int_0^{t_0} e^{-a\tau} b u_a(\tau) d\tau + \int_{t_0}^{t_u} e^{-a\tau} b u_b(\tau) d\tau \right].$$

Разглежданата верига (фиг.6.21) се описва с диференциалното уравнение

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = u_1(t).$$

Записано в нормална форма, уравнението добива вида:

$$\frac{du_2}{dt} = \frac{du_C}{dt} = -\frac{1}{RC} u_C + \frac{1}{RC} u_1(t) = a u_C + b u_1(t).$$

Тук $a = -1/RC = -2 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1}$, $b = 1/RC = 2 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1}$.

Съгласно означенията на фиг. 6.19 и на фиг. 6.23, за разглеждания случай $u_a = u_1 = 50 \text{ V}$, $u_b = u_2 = 100 \text{ V}$, $t_0 = t_1 = T/4 = 1 \text{ ms}$, $t_u = t_2 = T/2 = 2 \text{ ms}$, $T = 4 \text{ ms}$.


След заместване на тези данни в намерените изрази за $x(t) = u_C(t) = u_2(t)$ през отделните интервали се получава:

$$1. 0 \leq t < t_0, \quad u_2(t) = 50 - 48,309 e^{-2 \cdot 10^3 t} \text{ V};$$

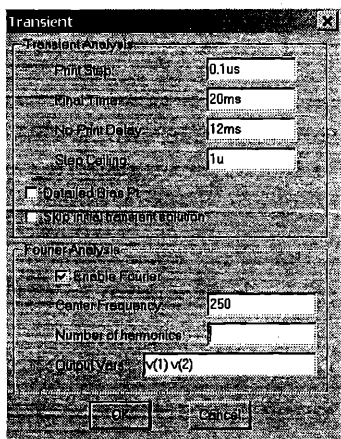
$$2. t_0 \leq t \leq t_u, \quad u_2(t) = 100 - 417,76 e^{-2 \cdot 10^3 t} \text{ V};$$

$$3. t_u \leq t \leq T, \quad u_2(t) = 5040,8e^{-2.10^3 t} v.$$

След задаване на параметрите на импулсните генератори (фиг. 6.22) симулацията на периодичния процес се извършва в следния ред:

1. Щраква се върху иконката , маркира се режим **Transient** и се щраква върху бутона му. Отваря се прозорец (фиг. 6.24) с настройките на режима.

2. Въвеждат се настройките, както е показано на фигурата. В полето **No-Print Delay**: се въвежда време 12 ms, което е равно на три периода и е необходимо, за да се установи стационарният периодичен процес. Маркира се **Enable Fourier** и се въвежда честота 250 Hz. Това е честотата на импулсното несинусоидално напрежение и е основната честота при разлагането му в ред на Фурие. Ако полето **Number of harmonics**: се остави празно, по подразбиране се изчисляват първите девет хармоника от реда на Фурие. В полето **Output Vars**: се указват променливите, чиито хармоници се изчисляват. В този случай това са входното (V(1)) и изходното (V(2)) напрежение. Между всяка променлива се оставя един интервал. За по-точно изчисление с настройката **Step Ceiling** се ограничава стъпката на численото интегриране.

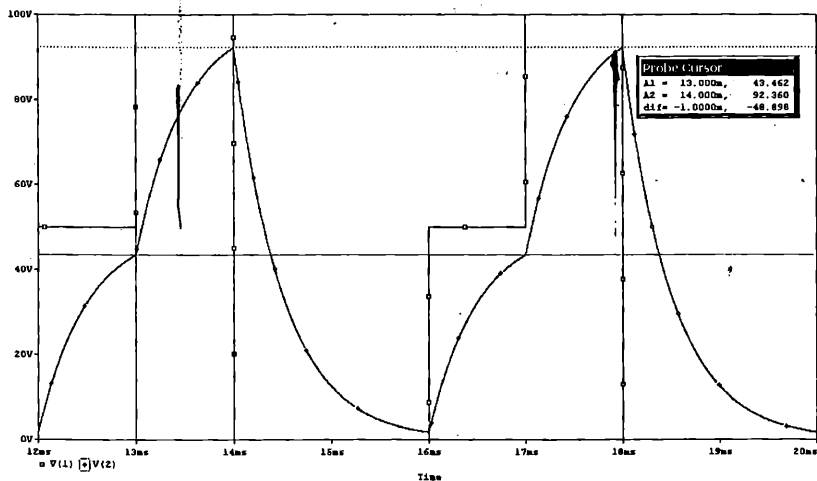


Фиг. 6.24

След въвеждане на данните този прозорец се затваря с **ОК**, а следващият – с **Close**.

3. Щраква се върху иконка  и се стартира симулацията.

Графиките на входното и съответстващото му изходно напрежение са показани на фиг. 6.25.



Фиг. 6.25

Изобразени са два периода на напреженията. С двата курсора са отчетени стойностите на изходното напрежение за $t = T/4$ ($u_2 = 43,462 \text{ V}$) и за $t = T/2$ ($u_2 = 92,36 \text{ V}$). В тези моменти от времето получените по аналитичен път резултати от изведените изрази са същите.

Да не се забравя, че в изразите за изходното напрежение $u_2(t)$, времето може да приема стойности само в указаните интервали. За други стойности ще се поучават неверни резултати.

От графиките се вижда, че изходното напрежение няма резки изменения в точките на прекъсване на входното напрежение. Това се обяснява с изглаждащото действие на интегриращото звено.

Задача 6.3.4. Определяне на изходното напрежение на интегриращо R-C звено при периодично стъпаловидно входно напрежение. Намиране на приблизителното решение с разлагане в ред на Фурие.

Да се намерят първите пет хармоника на входното и изходното напрежение на интегриращото звено, показано на фиг.

6.21. Да се направи сравнение между точните стойности на напреженията, намерени в зад. 6.3.3 и приблизителните им стойности, получени от хармоничния анализ.

За изчисляване на коефициентите в реда на Фурие се използват познатите формули:

$$A_0 = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) dt, A_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos k\omega t dt, C_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin k\omega t dt.$$

За разглеждания случай се намира:

$$A_0 = \frac{2}{T} \int_0^{T/4} u_1 dt + \frac{2}{T} \int_{T/4}^{T/2} u_2 dt = \frac{u_1 + u_2}{2},$$

$$A_k = \frac{2}{T} \int_0^{T/4} u_1 \cos k\omega t dt + \frac{2}{T} \int_{T/4}^{T/2} u_2 \cos k\omega t dt = \\ = \frac{u_1 - u_2}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{2} + \frac{u_2}{k\pi} \sin k\pi,$$

$$C_k = \frac{2}{T} \int_0^{T/4} u_1 \sin k\omega t dt + \frac{2}{T} \int_{T/4}^{T/2} u_2 \sin k\omega t dt = \\ = \frac{u_2 - u_1}{k\pi} \cos \frac{k\pi}{2} - \frac{u_2}{k\pi} \cos k\pi + \frac{u_1}{k\pi}$$

$$\text{или } A_0 = \frac{u_1 + u_2}{2}, A_k = -\frac{50}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{2}, C_k = \frac{50}{k\pi} (1 + \cos k\frac{\pi}{2} - 2(-1)^k).$$

За $u_1 = 50 \text{ V}$ и $u_2 = 100 \text{ V}$ се получава: $A_1 = -15,92$, $C_1 = 47,75$; $A_2 = 0$, $C_2 = -15,91$; $A_3 = 5,3$, $C_3 = 15,91$; $A_4 = 0$, $C_4 = 0$; $A_5 = -3,18$, $C_5 = 9,55$.

Амплитудната стойност на k -тия хармоник е $u_{km} = \sqrt{A_k^2 + C_k^2}$, а

началната му фаза е $\psi_{ku} = \arctg \frac{A_k}{C_k}$.

От получените коефициенти се намират числено максималните стойности и началните фази на хармониците на входното напрежение u_1 :

$$u_{1(0)} = 37,5 \text{ V};$$

$$u_{1m(1)} = 50,33 \text{ V}, \psi_{1(1)} = -18,44^\circ;$$

$$u_{1m(2)} = 15,91 \text{ V}, \psi_{1(2)} = 180^\circ;$$

$$u_{1m(3)} = 16,77 \text{ V}, \psi_{1(3)} = 18,44^\circ;$$

$$u_{1m(4)} = 0;$$

$$u_{1m(5)} = 10,065 \text{ V}, \psi_{1(5)} = -18,44^\circ.$$

Съответните стойности на хармониците на изходното напрежение се намират от изразите:

$$u_{2m(k)} = \frac{u_{1m(k)}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(k\omega C)^2}}} \frac{1}{k\omega C}, \quad \psi_{2(k)} = \psi_{1(k)} - \varphi_{(k)} - \frac{\pi}{2},$$

където $\varphi_{(k)} = -\text{arctg } \frac{1}{\omega CR}$.

След заместване с числените стойности се получава:

$$U_{2(0)} = 37,5 \text{ V};$$

$$u_{2m(1)} = 39,58 \text{ V}, \psi_{2(1)} = -56,59^\circ;$$

$$u_{2m(2)} = 8,54 \text{ V}, \psi_{2(2)} = 122,48^\circ;$$

$$u_{2m(3)} = 6,52 \text{ V}, \psi_{2(3)} = -48,58^\circ;$$

$$u_{2m(4)} = 0;$$

$$u_{2m(5)} = 2,48 \text{ V}, \psi_{2(5)} = -94,12^\circ;$$

След извършване на симулацията се избира меню **Analysis/ Examine Output** и се намират таблиците с хармониците на входното напрежение $V(1)$ и на изходното напрежение $V(2)$.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)
DC COMPONENT = 3.749953E+01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	PHASE (DEG)
1	2.500E+02	5.033E+01	-1.843E+01
2	5.000E+02	1.592E+01	-1.800E+02
3	7.500E+02	1.678E+01	1.845E+01
4	1.000E+03	9.374E-04	-9.000E+01
5	1.250E+03	1.007E+01	-1.841E+01
6	1.500E+03	5.305E+00	-1.800E+02
7	1.750E+03	7.191E+00	1.847E+01
8	2.000E+03	9.374E-04	-9.000E+01
9	2.250E+03	5.591E+00	-1.839E+01

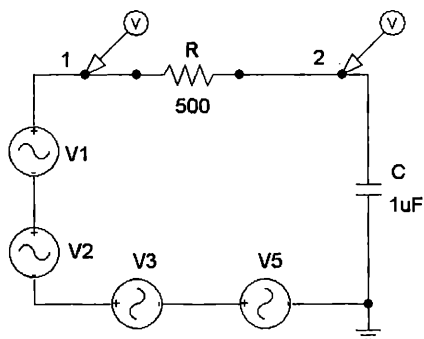
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)
DC COMPONENT = 3.749997E+01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	PHASE (DEG)
1	2.500E+02	3.958E+01	-5.658E+01
2	5.000E+02	8.547E+00	1.225E+02
3	7.500E+02	6.554E+00	-4.857E+01
4	1.000E+03	1.604E-04	-1.346E+02
5	1.250E+03	2.484E+00	-9.415E+01
6	1.500E+03	1.101E+00	1.020E+02
7	1.750E+03	1.287E+00	-6.126E+01
8	2.000E+03	4.505E-05	7.152E+01
9	2.250E+03	7.833E-01	-1.004E+02

От таблиците се вижда пълното съвпадение на резултатите, намерени аналитично, с данните от симулацията.

Сравнението между точното решение за изходното напрежение и решението, получено след разлагане на периодичното несинусоидалното входно напрежение в ред на Фурие, се извършва след графично изобразяване в обща координатна система.

Решението чрез хармоничен анализ се симулира чрез Pspice с веригата, чиято схема е показана на фиг. 6.26.

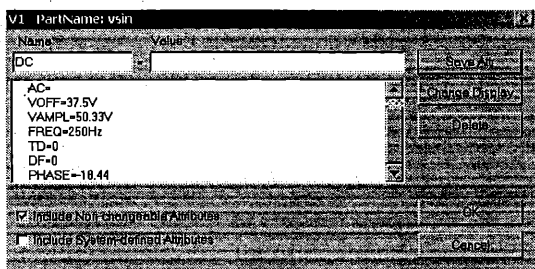


Фиг. 6.26

Всеки хармоник на входното напрежение се представя с отделен източник на синусоидално напрежение от типа VSIN, който генерира напрежение с честотата на съответния хармоник. Анализът не се осъществява с източници VSRC, защото те не могат да генерират едновременно напрежение с различни честоти в една и съща верига.

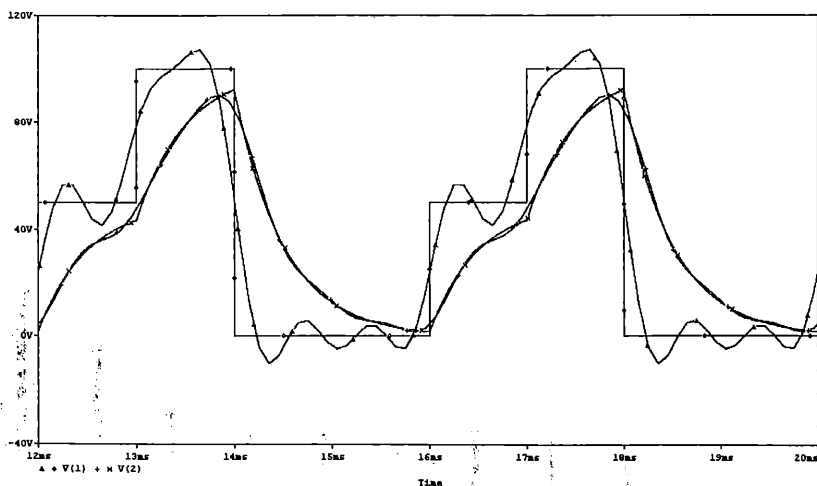
Изследването се извършва в режим на преходен процес като се наблюдава само стационарната му част.

Във веригата липсва генератор V4, защото $u_{1m(4)} = 0$. Режимът на всеки генератор се задава, както е показано на фиг. 6.27:



Фиг. 6.27

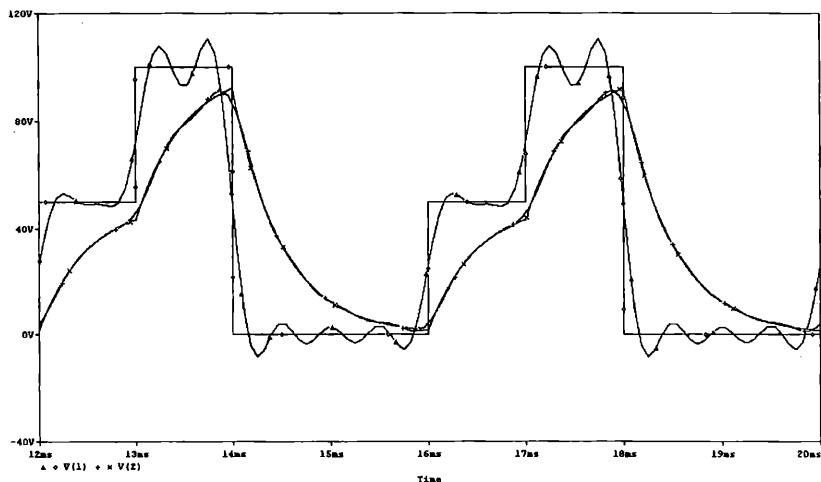
Полето DC и AC се оставя празно. В полето VOFF се задава постоянната съставляваща на напрежението, поучена от реда на Фурие. Тя се въвежда само в един генератор. В настройките на останалите генератори се въвежда VOFF = 0. TD (времетражкът) и DF (коэффициент на затихване) за всички генератори е нула. За всеки следващ генератор се въвеждат амплитудна стойност (VAMPL), честота (FREQ) и начална фаза (PHASE), съответстващи на номера на хармоника.



Фиг. 6.28


На фиг. 6.28 са показани в една координатна система графиките на зададеното входно напрежение (правоъгълни импулси), на апроксимиращата го крива, получена от сумирането на постоянната съставяща и първите пет хармоника, както и графиките на точното и приблизителното решение за изходното напрежение. Вижда се, че докато кривите на изходното напрежение са твърде близки, за входното напрежение разликата е голяма. Това е така, защото правоъгълните импулси имат богат честотен спектър и е необходим по-голям брой хармоници за по-точното им апроксимиране.


На фиг. 6.29 е са показани графиките на същите величини, но при седем хармоника на входното напрежение. В този случай разликата между точното и приблизителното решение се намалява.




Фиг. 6.29


Графиките се получават по следния начин:

1. Набира се схемата (фиг. 6.26) чрез схемния редактор и се задават параметрите на елементите. С етикети се означават входът и изходът на веригата и се позиционират два маркера с иконката . С двукратно щракане върху символа на всеки генератор се отваря прозорецът за настройки фиг. (6.27) и се въвеждат необходимите данни. Прозорецът се затваря.

2. Щраква се върху иконката  и се маркира режим **Transient**. Щраква се върху бутона му и се въвеждат същите наст-

ройки, както показаните на фиг. 6.24. Това е необходимо, за да се запази еднакъв мащаб по оста на времето в двата случая. Прозорците се затварят с **OK** и **Close**.

3. Щраква се върху иконката  и се появяват графиките на напреженията, получени от сумирането на хармониците им.

4. Щраква се върху иконката , маркира се името на файла с разширение **.DAT**, чрез който е получена графиката на точното решение (фиг. 6.25) и се щраква върху бутона **OPEN**.

5. Щраква се върху бутона **Do Not Skip Sections** и се изобразяват графиките в обща координатна система.

6.4. Определяне на чувствителността на коефициента на предаване по напрежение

Задача 6.4. Определяне на чувствителността на коефициента на предаване по напрежение на верига с резистор, бобина и кондензатор спрямо параметрите R, L, и C.

Да се намери чувствителността на коефициента на предаване по напрежение на веригата, чиято схема е показана на фиг. 6.30, спрямо параметрите R, L и C при честота $f = 200 \text{ Hz}$, ако $R = 50 \Omega$, $L = 25 \text{ mH}$, $C = 10 \mu\text{F}$.

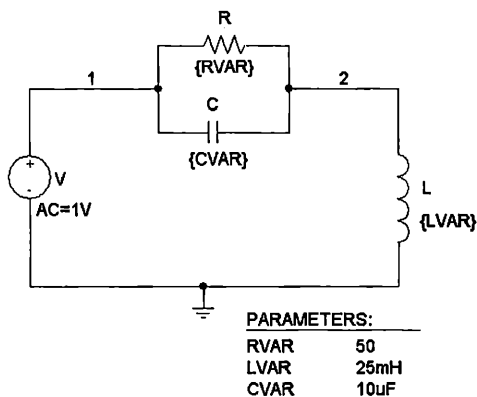
Чувствителността на функцията F спрямо параметъра x се определя от израза $S_x^F = \frac{\partial F}{\partial x} \frac{x}{F}$.

Ако това определение се приложи спрямо комплексния коефициент на предаване по напрежение $\dot{K}_u = K_u e^{j\psi_u}$, ще трябва да се търси

$$S_x^{\dot{K}_u} = \frac{\partial \dot{K}_u}{\partial x} \frac{x}{\dot{K}_u} = \frac{\partial \ln |\dot{K}_u|}{\partial \ln x} + j \frac{\partial \psi_u}{\partial x} x = S_x^{K_u} + j S_x^{\psi_u} \psi_u,$$

където x ще се замества с R, L и C.

В този израз $K_u(\omega)$ е амплитудната честотната характеристика (АЧХ), а $\psi_u(\omega)$ е фазовата честотна характеристика (ФЧХ). Реалната му част е чувствителността на АЧХ спрямо съответния параметър, а имагинерната му част е чувствителността на ФЧХ, умножена с ψ_u [7].



Фиг. 6.30

За разглежданата верига (фиг. 6.30)

$$\dot{K}_u = \frac{Z_L}{Z_L + \frac{RZ_C}{R + Z_C}} = \frac{-RLC\omega^2 + j\omega L}{R - RLC\omega^2 + j\omega L}$$

Тогава

$$K_u(\omega) = \frac{\sqrt{(RLC\omega^2)^2 + (\omega L)^2}}{\sqrt{(R - RLC\omega^2)^2 + (\omega L)^2}},$$

$$\psi_u(\omega) = \text{arctg} \frac{\omega L}{RLC\omega^2 - R} - \text{arctg} \frac{L}{RLC\omega}$$

При намиране на чувствителността първо трябва да се изчисли частната производна на \dot{K}_u спрямо съответния параметър. В [6] е показано как това изчисление може да се опрости значително.

Определяне на чувствителността спрямо R

След диференциране се намира частната производна на комплексния коефициент на предаване по напрежение

$$\frac{\partial \dot{K}_u}{\partial R} = \frac{-j\omega L}{(R - RLC\omega^2 + j\omega L)^2}$$

От израза, с който е дефинирана чувствителността, се получава:

$$S_R^{\dot{K}_u} = \frac{\partial \dot{K}_u}{\partial R} \frac{R}{\dot{K}_u} =$$

$$= \frac{jRL\omega}{R^2 LC\omega^2(1-LC\omega^2) + \omega^2 L^2 - j\omega L[R(1-LC\omega^2) - RLC\omega^2]}.$$

След разделяне на реална и имагинерна част се намира чувствителността на АЧХ

$$S_R^{K_u} = \operatorname{Re}\{S_R^{\dot{K}_u}\} =$$

$$= \frac{LR^3\omega(2LC\omega^2 - 1)}{(L^2C^2R^2\omega^4 - LCR^2\omega^2 - L^2\omega^2)^2 + L^2R^2\omega^2(1 - 2LC\omega^2)^2}$$

и чувствителността на ФЧХ

$$S_R^{\psi_u} = \frac{1}{\psi_u} \operatorname{Im}\{S_R^{\dot{K}_u}\} =$$

$$= \frac{LR\omega[LCR^2\omega^2(1-LC\omega^2) - L^2\omega^2]}{(L^2C^2R^2\omega^4 - LCR^2\omega^2 - L^2\omega^2)^2 + L^2R^2\omega^2(1 - 2LC\omega^2)^2} \frac{1}{\psi_u}$$

спрямо съпротивлението на резистора.

За дадените стойности на параметрите и при честота $f = 200 \text{ Hz}$ ($\omega = 1256,637 \text{ s}^{-1}$) се получава $S_R^{K_u} = -0,2047$.

В **PSpice** няма възможност да се изследва директно чувствителност при променливотокови режими. Това може да стане като производните се определят с крайни нарастъци.

Приема се $\frac{\partial \dot{K}_u}{\partial R} \approx \frac{\Delta \dot{K}_u}{\Delta R}$ и чувствителността се изчислява от приблизителния израз

$$S_R^{\dot{K}_u} \approx \frac{\Delta \dot{K}_u}{\Delta R} \frac{R}{\dot{K}_u} = \frac{\dot{K}_{u_1} - \dot{K}_{u_2}}{R_1 - R_2} \frac{R_1}{\dot{K}_{u_1}} = \frac{\dot{K}_{u_1} - \dot{K}_{u_2}}{\dot{K}_{u_1}} \frac{R_1}{R_1 - R_2}.$$

Когато входното напрежение на веригата (фиг. 6.30) $\dot{U}_1 = 1 \text{ V}$, изходното напрежение \dot{U}_2 съвпада числено с \dot{K}_u .

За да се симулира приблизителният израз за чувствителността, в Probe се извършва параметричен анализ с две стойности на параметъра R. Първата R_1 е номиналната стойност (в тази задача $R_1 = 50 \Omega$), а втората – $R_2 = R_1 + \Delta R$.

Избира се ΔR да има поне сто пъти по-малка стойност от R_1 .

\dot{K}_{u_1} е комплексният коефициент на предаване по напрежение ($\dot{U}_2|_{R=R_1}$) при $R = R_1$, а \dot{K}_{u_2} съвпада с $\dot{U}_2|_{R=R_2}$.

За намиране на чувствителността чрез приблизителния израз се създават макроси.

Съпротивленията R_1 и R_2 се дефинират със закона на Ом [8] на базата на изчислените първични схемни функции (токове и напрежения) във вида $R = (V_1 - V_2)/I_{12}$. Създават се следните макроси:

$$R1(R) = M((V1(R)@1 - V2(R)@1)/I(R)@1)$$

$$R2(R) = M((V1(R)@2 - V2(R)@2)/I(R)@2)$$

$$DELTAR(R) = R1(R) - R2(R)$$

$$DELTAV = R((V(2)@1 - V(2)@2)/V(2)@1)$$

$$SENSR(R) = (R1(R)/DELTAR(R)) * DELTAV$$

$R1(R)$ е номиналната стойност (първата стойност на променливия параметър $RVAR$) на съпротивлението на резистора, спрямо който се изследва чувствителността. Дефинира се със закона на Ом, като се раздели разликата между комплексните потенциали в краищата му ($V1(R)@1$ и $V2(R)@1$) на комплекса на тока ($I(R)@1$) през него. Символът @1 означава, че потенциалите и токът са определени при първата стойност на параметъра $RVAR$.

Взема се модулът на този израз, за да се елиминира отрицателният знак, който може да се получи, когато се въртят елементите при набирането на схемата в схемния редактор.

$R2(R)$ е съпротивлението на същия резистор след нарастването му (втората стойност на параметъра $RVAR$). Дефинира се по същия начин, но с @2.

$DELTAR(R)$ е нарастъкът на променливото съпротивление.

$DELTAV$ съответства на отношението $\frac{\dot{K}_{u_1} - \dot{K}_{u_2}}{\dot{K}_{u_1}}$ в първата

част от приблизителния израз за $S_R^{\dot{K}_u}$.

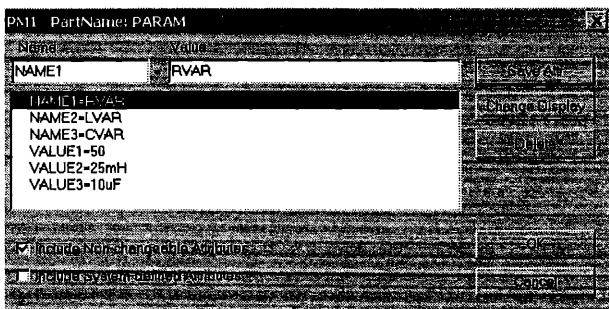
$SENSR(R)$ използва описаните макроси и намира чувствителността.

Във всички макроси (R) показва, че при симулацията в скобите се въвеждат символите, с които е означен променливият резистор в схемата на веригата, например (R1), (R2), (R5), (RT), (RV) и т.н. В разглеждания пример (фиг. 6.31) променливият резистор е означен само с един символ – R.

Изследването на чувствителността се извършва в следния ред:


1. На мястото на стойността по подразбиране за съпротивлението на резистора R се въвежда (фиг. 6.31) {RVAR}, за индуктивността на bobината се въвежда {LVAR}, а за кондензатора се въвежда {CVAR}.

2. В полето **Get Recent Part** на схемния редактор се написва **PARAM** и се натиска **Enter**. В получения прозорец се записват и запомнят с **Enter** наименованията на променливите параметри и съответните им номинални стойности, както е показано на фиг. 6.31. По този начин само със една схема (фиг. 6.30) може да се търси чувствителността спрямо всеки от трите параметъра.




Фиг. 6.31

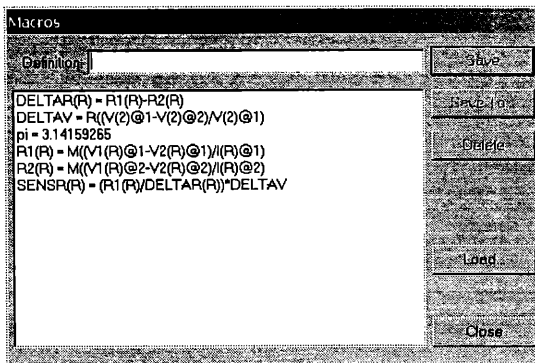
Прозорецът се затваря с **OK**.

3. Щраква се върху иконката , маркира се режим **AC Sweep** и се щраква върху бутона му. Избира се **Octave, Pts/Octave:50, Start Freq.:1, End Freq.:100k** и се щраква **OK**.

4. Маркира се режим **Parametric** и се щраква върху бутона му. Избира се **Global Parameter** и **Value List**. Въвежда се **Name: RVAR Values: 50,50.001**. Щраква се **OK** и **Close**.

5. Щраква се върху иконката  и се отваря прозорец **Available Sections** с двете стойности на параметъра. Щраква се **OK** и се отваря графичният прозорец.


6. Избира се меню **Trace/Macros** и се отваря прозорецът за дефиниране на макроси (фиг. 6.32). В полето **Definition** се записват един по един макросите:



Фиг. 6.32


След всяко дефиниране се щрака върху бутон **Save** или се натиска клавиш **Enter**, с което макросът се запамятава за многократно използване.

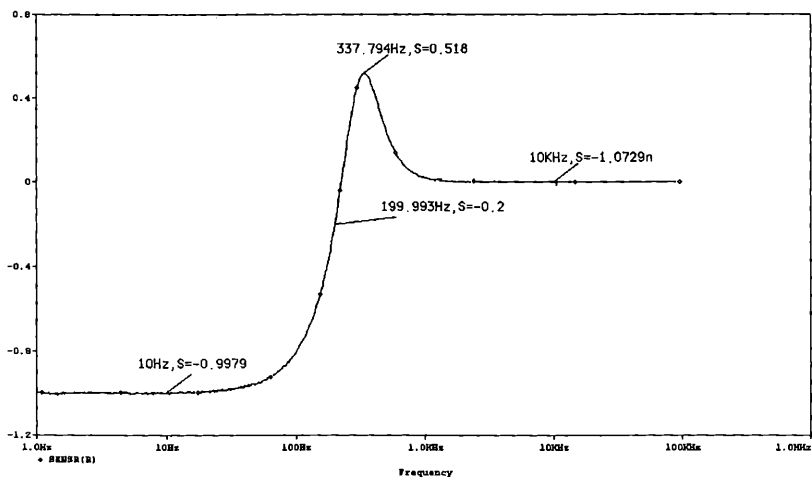
Възможно е макросите да се запишат във файл. Това става след щракване върху бутон **Save To...** и в полето **File name:** се написва името на файла или се извиква файл от списъка с файлове. Щраква се върху бутон **Open** или се натиска **Enter**. Ако макросите са записани във файл, те могат да се заредят след щракване върху бутон **Load...**, извикване на файла и щракване върху бутон **Open**. Когато макросите се зареждат от файл, след напускане на **Probe** трябва отново да се презаредят. Това може да се избегне, ако при първото зареждане се извикват един по един в полето **Definition** и се записват със **Save**. След зареждането на макросите прозорецът **Macros** се затваря с **Close**.

7. Щраква се върху иконката  и се отваря прозорец **Add Traces**. От менюто **Functions or Macros** се избира **Macros** и в прозореца се изписват всички дефинирани макроси. Щраква се върху желанния макрос (в случая **SENSR(R)**) и в полето **Trace**


Expression: се появява SENS_R() . В скобите се написва означението на резистора в схемата на веригата, спрямо чието съпротивление се търси чувствителността. За схемата на фиг. 6.30 в скобите се написва R.

Името на макроса може да се напише направо в полето **Trace Expression:** след отваряне на прозорец **Add Traces**. Накрая се щраква **ОК** и се изобразява желаната графика (фиг. 6.33).

8. Щраква се върху иконката  и курсорът се позиционира на честота 200 Hz (на фиг. 6.33 $f = 199.993 \text{ Hz}$). За тази честота отчетената чувствителност е $S_R^{K_u} = -0,2$ и е много близка до получената аналитично $S_R^{K_u} = -0,2047$.



Фиг. 6.33

След активиране на курсора е възможно да се отбележат координатите на избрани точки от графиката. Това се осъществява с меню **Plot/Label/Mark** или с щракване върху иконката .


Забележка: Преди симулацията трябва всички маркери да се премахнат от схемата на веригата.

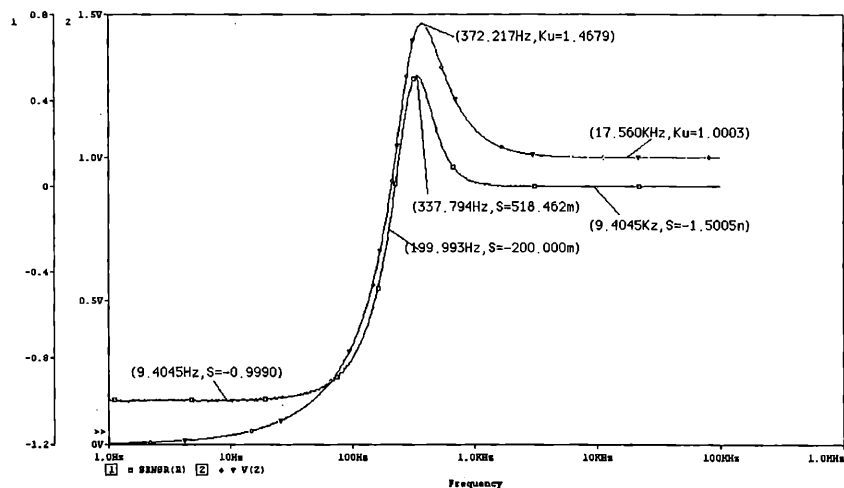
Относителната чувствителност, която се търси, може да се изменя по абсолютна стойност от нула до единица.

От графиката (фиг. 6.33) се вижда, че в интервала от 0 до 100 Hz чувствителността на K_u спрямо R е голяма. До тази чес-

тата кондензаторът има значително по-голямо съпротивление от съпротивлението на резистора и изходното напрежение се определя от делителя $R - L$. Отрицателният знак показва, че с нарастване на параметъра R изходното напрежение (K_u) намалява, т.е. производната е отрицателна. При по-високите честоти кондензаторът шунтира резистора и той не оказва никакво влияние на изходното напрежение. Тогава $S_R^{K_u} = 0$.

На фиг. 6.34 е показана графиката на чувствителността във функция от честотата (фиг. 6.33) заедно с графиката на амплитудната честотна характеристика (АЧХ).

След намирането на първата графика, което бе описано преди, се избира меню **Plot/Add Y Axis**, щраква се върху иконката  и се щраква двукратно върху V(2). Появява се графиката на АЧХ. Двете криви са подобни. Максимумът на АЧХ се дължи на амплитудния резонанс, който възниква при компенсиране на реалната част на знаменателя на K_u . Може да се провери, че в този пример е невъзможно при зададените параметри да настъпи фазов резонанс с изменение на честотата.



Фиг. 6.34

От графиката (фиг. 6.34) се вижда, че в честотната област на амплитудния резонанс чувствителността се повишава и има

положителен знак (производната е положителна). В тази област всеки от параметрите на веригата оказва влияние върху изходното напрежение, с което се обяснява повишението на чувствителността и спрямо R.

Определяне на чувствителността спрямо L

Повтарят се операциите, извършени в т. 1.

След диференциране се намира частната производна на комплексния коефициент на предаване по напрежение

$$\frac{\partial \dot{K}_u}{\partial L} = \frac{-R^2 C \omega^2 + jR\omega}{(R - RLC\omega^2 + j\omega L)^2}$$

От израза, с който е дефинирана чувствителността, се получава:

$$S_L^{\dot{K}_u} = \frac{\partial \dot{K}_u}{\partial L} \frac{L}{\dot{K}_u} = \frac{R}{R - RLC\omega^2 + j\omega L}$$

След разделяне на реална и имагинерна част се намира чувствителността на АЧХ

$$S_L^{K_u} = \operatorname{Re}\{S_L^{\dot{K}_u}\} = \frac{R^2 - R^2 LC\omega^2}{(R - RLC\omega^2)^2 + L^2\omega^2}$$

и чувствителността на ФЧХ

$$S_L^{\psi_u} = \frac{1}{\psi_u} \operatorname{Im}\{S_L^{\dot{K}_u}\} = -\frac{\omega L}{R - RLC\omega^2} \frac{1}{\psi_u}$$

спрямо индуктивността на бобината.

За дадените стойности на параметрите и при честота $f = 200 \text{ Hz}$ ($\omega = 1256,637 \text{ s}^{-1}$) се намира $S_L^{K_u} = 0,7952$.

Тук приблизителният израз за изчисляване на чувствителността е

$$S_L^{\dot{K}_u} \approx \frac{\Delta \dot{K}_u}{\Delta R} \frac{L}{\dot{K}_u} = \frac{\dot{K}_{u_1} - \dot{K}_{u_2}}{\dot{K}_{u_1}} \frac{L_1}{L_1 - L_2}$$

Задачата отново ще се реши с параметричен анализ, но променливият параметър ще бъде L.

За да се включи в анализа индуктивността L , тя трябва да се опише чрез напрежението на бобината и тока през нея със закона на Ом.

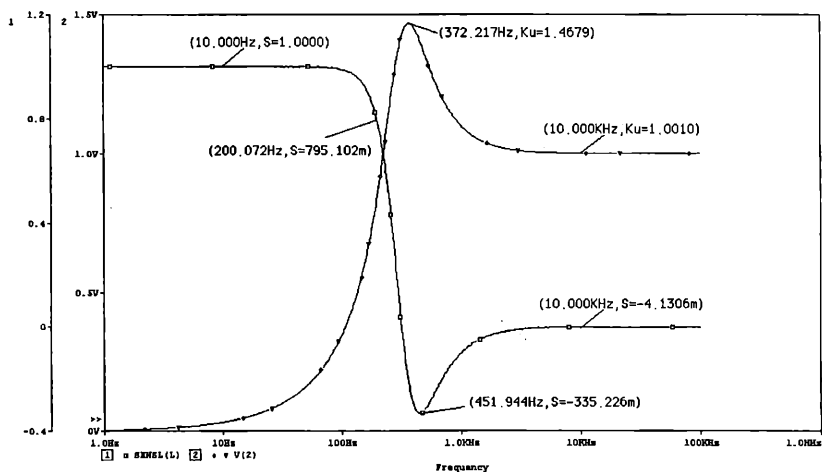
От израза за комплексното съпротивление на една бобина

$$Z_L = j\omega L = (\dot{V}_1 - \dot{V}_2) / \dot{I}_{12},$$

се намира

$$L = \text{Im}\{(\dot{V}_1 - \dot{V}_2) / \omega \dot{I}_{12}\} = \text{Im}\{(\dot{V}_1 - \dot{V}_2) / 2\pi f \dot{I}_{12}\}.$$

Както в т. 1 се дефинират макроси:



Фиг. 6.35

```
L1(L) = IMG((V1(L)@1-V2(L)@1)/(I(L)@1*2*pi*Frequency))
L2(L) = IMG((V1(L)@2-V2(L)@2)/(I(L)@2*2*pi*Frequency))
DELTAL(L) = L1(L)-L2(L)
DELTAV = R((V(2)@1-V(2)@2)/V(2)@1)
SENSL(L) = (L1(L)/DELTAL(L))*DELTAV
```

$L1(L)$ е номиналната индуктивност на бобината (25 mH в този пример), а $L2(L)$ е номиналната индуктивност, увеличена с ΔL .

$DELTAV$ е същият израз, както в т. 1.

$SENSL(L)$ е изразът за чувствителността спрямо параметъра L .

Запомняването на макросите и получаването на графиката на чувствителността спрямо L се извършва в указания в т. 1 ред.

Тъй като сега параметърът е L , в настройките на **Parametric** се заменя **RVAR** с **LVAR** и се записва в полето **Values**: 25mH, 25.001mH.

Получената графика заедно с графиката на АЧХ е показана на фиг. 6.35. Изобразени са и някои числени стойности от двете графики. Вижда се, че при честота 200,072 Hz е отчетено с курсора $S_L^{K_u} = -0,795$. Тази чувствителност се покрива с изчислената по аналитичен път. Графиката показва, че и тук при ниските честоти до 100 Hz чувствителността е голяма и е близка до единица.

Както беше обяснено в т. 1, изходното напрежение се определя от делителя $R - L$. Тъй като изходното напрежение е напрежението на бобината, всяко изменение на параметъра L ще води до изменение на това напрежение и $S_L^{K_u}$ ще бъде голяма.

В честотния интервал на амплитудния резонанс $S_L^{K_u}$ си сменя знака, минава през нулата и леко нараства по абсолютна стойност. За високите честоти индуктивното съпротивление е много по-голямо от съпротивлението на другите два елемента и изходното напрежение е равно на входното. В този честотен интервал малките изменения на L не водят до изменение на изходното напрежение.

Определяне на чувствителността спрямо C

И тук се повтарят операциите, извършени в т. 1.

След диференциране се намира частната производна на комплексния коефициент на предаване по напрежение

$$\frac{\partial \dot{K}_u}{\partial C} = \frac{-R^2 L \omega^2}{(R - RLC\omega^2 + j\omega L)^2}$$

От израза, с който е дефинирана чувствителността, се получава:

$$S_C^{K_u} = \frac{\partial \dot{K}_u}{\partial C} \frac{C}{\dot{K}_u} = \frac{R^2 LC \omega^2}{R^2 L \omega^2 + \omega^2 L^2 - R^2 L^2 C^2 \omega^4 - j\omega L (R - 2RLC\omega^2)}$$

След разделяне на реална и имагинерна част се намира чувствителността на АЧХ

$$S_C^{K_u} = \operatorname{Re}\{S_C^{\dot{K}_u}\} = \frac{R^2 LC \omega^2 (R^2 LC \omega^2 + \omega^2 L^2 - R^2 L^2 C^2 \omega^4)}{(R^2 L \omega^2 + \omega^2 L^2 - R^2 L^2 C^2 \omega^4)^2 + \omega^2 L^2 (R - 2RLC \omega^2)^2}$$

и чувствителността на ФЧХ

$$S_C^{\psi_u} = \frac{1}{\psi_u} \operatorname{Im}\{S_C^{\dot{K}_u}\} = \frac{R^2 LC \omega^3 (R - 2RLC \omega^2)}{(R^2 L \omega^2 + \omega^2 L^2 - R^2 L^2 C^2 \omega^4)^2 + \omega^2 L^2 (R - 2RLC \omega^2)^2} \frac{1}{\psi_u}$$

спрямо капацитета на кондензатора.

За дадените стойности на параметрите и при честота $f = 200 \text{ Hz}$ ($\omega = 1256,637 \text{ s}^{-1}$) се намира $S_C^{K_u} = 0,5968$.

Параметър в тази задача ще бъде капацитетът C .

От израза за комплексната проводимост на кондензатор

$$Y_C = j\omega C = \dot{I}_{12} / (\dot{V}_1 - \dot{V}_2),$$

се намира

$$C = \operatorname{Im}\{\dot{I}_{12} / \omega(\dot{V}_1 - \dot{V}_2)\} = \operatorname{Im}\{\dot{I}_{12} / 2\pi f(\dot{V}_1 - \dot{V}_2)\}.$$

Дефинират се и се запаметяват следните макроси:

$$\begin{aligned} C1(C) &= \operatorname{IMG}(I(C)@1/((V1(C)@1-V2(C)@1)*2*\pi*\text{Frequency})) \\ C2(C) &= \operatorname{IMG}(I(C)@2/((V1(C)@2-V2(C)@2)*2*\pi*\text{Frequency})) \\ \text{DELTAC}(C) &= C1(C)-C2(C) \\ \text{DELTAV} &= R((V(2)@1-V(2)@2)/V(2)@1) \\ \text{SENSC}(C) &= (C1(C)/\text{DELTAC}(C))*\text{DELTAV}, \end{aligned}$$

където $C1(C)$ е номиналният капацитет на кондензатора ($10 \mu\text{F}$ в този пример), а $C2(C)$ е номиналният капацитет, увеличен с ΔC .

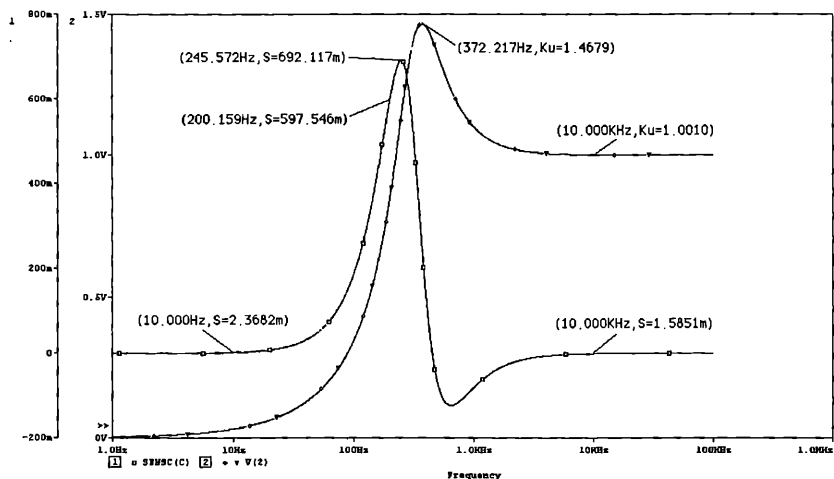
DELTAV е същият израз, както в т. 1.

$\text{SENSC}(C)$ е изразът за чувствителността спрямо параметъра C .

В този пример параметърът е C . Затова трябва настройките на **Parametric** да се актуализират с името на параметъра CVAR и съответните му стойности: $10\mu\text{F}$ и $10.001\mu\text{F}$. Останалите процедури са идентични на описаните в т. 1.

Получената графика заедно с графиката на АЧХ е показана на фиг. 6.36. Изобразени са две числени стойности. Вижда се, че при честота 200,159 Hz е отчетено с курсора $S_C^{K_u} = 0,5975$. Тази чувствителност е много близка до изчислената по аналитичен път.

Максималната чувствителност (0.5968) е в областта на амплитудния резонанс и е по-малка от максималната чувствителност спрямо R и L. Това се обяснява с шунтирането на кондензатора от резистора при ниските честоти и с малкото съпротивление на кондензатора спрямо съпротивлението на бобината при високите честоти. Затова при ниските и високите честоти чувствителността на изходното напрежение (K_u) спрямо C е нула.



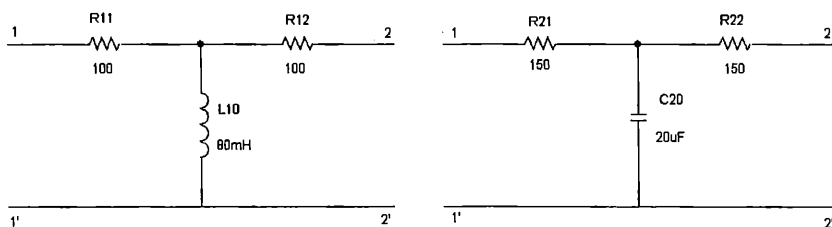
Фиг. 6.36

6.5. Намиране на константата на разпространение и входното съпротивление при два четириполусника

Задача 6.5. Намиране на константата на разпространение и входното съпротивление при верижно, последователно и паралелно съединение на два четириполусника.

Да се намери константата на разпространение γ при верижно, последователно и паралелно свързване на четириполус-

ниците, чиито схеми и стойности на параметрите са дадени на фиг. 6.37. Да се изчисли входното съпротивление на еквивалентните четириполусници при съгласувано натоварване. Задачите да се решат за честота $\omega = 1000 \text{ s}^{-1}$.



Фиг. 6.37

Коефициентите на всеки от съставните четириполусници се намират от познатите формули за T-четириполусник:

$$A = 1 + Z_1/Z_0; \quad B = Z_1 + Z_2 + Z_1Z_2/Z_0; \quad C = 1/Z_0; \quad D = 1 + Z_2/Z_0.$$

За първия четириполусник $Z_1 = Z_2 = R_{11} = R_{12} = 100 \Omega$. $Z_0 = j\omega L_{10} = j80 \Omega$.

$$A_1 = D_1 = 1 - j1,25; \quad B_1 = (200 - j125) \Omega; \quad C_1 = -j0,0125 \text{ S}.$$

За втория четириполусник $Z_1 = Z_2 = R_{21} = R_{22} = 150 \Omega$. $Z_0 = -j/\omega C_{20} = -j50 \Omega$.

$$A_2 = D_2 = 1 + 3; \quad B_2 = (300 + j450) \Omega; \quad C_2 = j0,02 \text{ S}.$$

Верижно свързване

В този случай се умножават A-матриците на съставните четириполусници по реда на свързването им. A-матрицата на еквивалентния четириполусник е:

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1A_2 + B_1C_2 & A_1B_2 + B_1D_2 \\ A_2C_1 + C_2D_1 & B_2C_1 + D_1D_2 \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} 7,25 + j5,75 & 1437,5 + j550 \\ (62,5 + j7,5)10^{-3} & 10,375 - j2 \end{bmatrix}.$$

По дефиниция $\gamma = \ln(\sqrt{AD} + \sqrt{BC}) = \ln(re^{j\theta}) = \alpha + j\beta$, където $\alpha = \ln r$ е константа на затихването, а $\beta = \theta$ е фазова константа. След заместване на коефициентите на еквивалентния четириполусник в израза за γ се получава $\alpha = 2,982 \text{ Nr}$, $\beta = 13,8^\circ$.

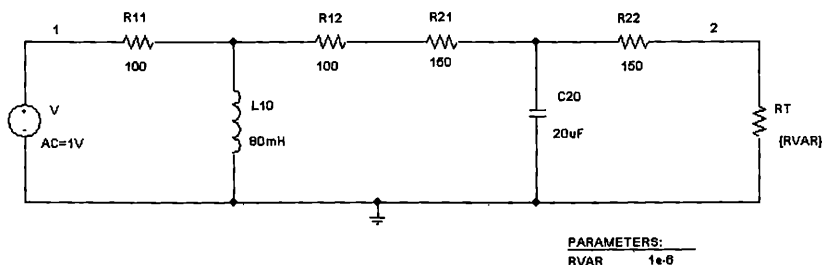
Един четириполусник е натоварен съгласувано, когато

$$Z_{T2} = Z_{C2} = \sqrt{\frac{DB}{CA}}$$

Тогава входното му съпротивление откъм първичните изводи е $Z_{вх1} = Z_{C1}$. За изчислените коефициенти се намира

$$Z_{вх1} = Z_{C1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}} = (124,4 + j 77,256) \Omega.$$

Коефициентите от А-системата се получават с Pspice чрез симулация на опити на празен ход и късо съединение на изхода на еквивалентния четириполусник (фиг. 6.38).



Фиг. 6.38

Изхожда се от уравненията на А-системата:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 &= C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2 \end{aligned}$$

$$A = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_2 = 0} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{R_T \rightarrow \infty}; \quad B = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{U}_2 = 0} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right|_{R_T = 0};$$

$$C = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_2 = 0} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{R_T \rightarrow \infty}; \quad D = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{U}_2 = 0} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} \right|_{R_T = 0}.$$


Опитите на празен ход и късо съединение се осъществяват с включване на изхода на четириполусника на товарно съпротивление R_T като параметър, който приема две стойности.

При късо съединение стойността на R_{T0} е близка до нула ($1\mu\Omega$ в този пример), а при прекъсване се избира много голяма стойност на $R_{T\infty}$ ($10\text{ M}\Omega$ в този пример).

Изборът на стойности за R_T зависи от големината на съпротивленията във веригата. R_{T0} трябва да бъде много по-малко от най-малкото съпротивление, а $R_{T\infty}$ – много по-голямо от най-голямото съпротивление. При оценката се отчитат и реактивните съпротивления. Коефициентите се описват с макроси.


Симулацията се извършва в следния ред:

1. След набиране на схемата (фиг. 6.38) входът и изходът се означават с етикети, съответно 1 и 2. На мястото на стойността по подразбиране за съпротивлението на резистора R се въвежда $\{RVAR\}$. В полето **Get Recent Part** на схемния редактор се написва **PARAM** и се натиска **Enter**. В получения прозорец се записват и запомнят с **Enter** наименованието на променливия параметър $RVAR$ и една произволна стойност (в примера е въведена стойността на $R_{TK} = 10^{-6}\ \Omega$).

2. Щраква се върху иконката , маркира се режим **AC Sweep** и се щраква върху бутона му. Избира се **Octave, Pts/Octave:51, Start Freq.:159.1549, End Freq.:10k** и се щраква **OK**. Началната честота съответства на зададената ъглова честота $\omega = 1000\text{ s}^{-1}$. В настройката на честотния анализ трябва да има най-малко две честоти. Тук е избран по-голям честотен обхват, за да се види как се изменят α и β във функция от честотата.

3. Маркира се режим **Parametric** и се щраква върху бутона му. Избира се **Global Parameter** и **ValueList**. Въвежда се **Name:RVAR** и **Values:**

$1e^{-6}, 10\text{Meg}$. Щраква се **OK** и **Close**.

4. Щраква се върху иконката  и се отваря прозорец **Available Sections** с двете стойности на параметъра. Щраква се **OK** и се отваря графичният прозорец.

5. Избира се меню **Trace/Macros** и се отваря прозорецът за дефиниране на макроси (фиг. 6.32). В полето **Definition** се записват един по един макросите:

$$A=V(1)@2/V(2)@2$$

$$B=V(1)@1/I(RT)@1$$

```

C=-I(V)@2/V(2)@2
DE=-I(V)@1/I(RT)@1
ALPHA=M(LOG(SQRT(A*DE)+SQRT(B*C))
BETA = P(SQRT(A*DE)+SQRT(B*C))
Zc1 = SQRT( A*B/(C* DE))
Rc1 = R(Zc1)
Xc1 = IMG(Zc1)
Zc2 = SQRT(DE*B/(C*A))
Rc2 = R(Zc2)
Xc2 = IMG(Zc2)

```

Коефициентът D е означен в макросите с **DE**, тъй като в Probe **D** е служебно име за означаване на производна и не може да бъде използвано като име на макрос.

Символите @1 и @2 означават, че електрическите величини, които ги предхождат, трябва да се вземат при първата или при втората стойност на параметъра RVAR, т.е. при късо съединение или при прекъсване на изхода на четириполусника.

Тъй като симулаторът работи с комплексни числа, след намирането на коефициентите A, B, C и D, може веднага да се изчислят α , β , Z_{C1} и Z_{C2} .

Както беше показано по-рано, константата на затихването е $\alpha = \ln|\sqrt{AD} + \sqrt{BC}|$. Този израз се описва с макроса ALPHA.


В Pspice M е функцията за модул на комплексно число, LOG е функцията за натурален логаритъм, а SQRT— за квадратен корен. Фазовата константата е $\beta = \arg\{\sqrt{AD} + \sqrt{BC}\}$. Описва се с макроса BETA, където P е функцията за аргумент на комплексно число.


Zc1 е макросът, който описва характеристичното съпротивление откъм първичните изводи, а Rc1 и Xc1 изчисляват реалната и имагинерната му част.

Zc2 е макросът, който описва характеристичното съпротивление откъм вторичните изводи, а Rc2 и Xc2 изчисляват реалната и имагинерната му част.

След всяко дефиниране се щрака върху бутон Save или се натиска клавиш Enter, с което макросът се запамятава за многократно използване. Възможно е макросите да се запишат във

файл. Това става след щракване върху бутон **Save To...** и в полето **File name:** се написва името на файла или се извиква файл от списъка с файлове. Щрака се върху бутон **Open** или се натиска **Enter**. Ако макросите са записани във файл, те могат да се заредят след щракване върху бутон **Load...**, извикване на файла и щракване върху бутон **Open**. Когато макросите се зареждат от файл, след напускане на **Probe**, трябва отново да се презаредят. Това може да се избегне, ако при първото зареждане се извикват един по един в полето **Definition** и се записват със **Save**. След зареждането на макросите прозорецът **Macros** се затваря с **Close**.

Тъй като токът през променливото товарно съпротивление участва при дефинирането на някои макроси, е добре да се позиционира токов маркер в края на резистора R_T откъм етикет 1. Това става след щракване върху иконката  след набиране на схемата в схемния редактор. С този маркер след стартиране на симулацията може да се разбере дали при позициониране на резистора R_T не са обърнати краищата му, което би довело до отрицателен знак на тока $I(RT)$.

1. Щраква се върху иконката  и се отваря прозорец **Add Traces**. От менюто **Functions or Macros** се избира **Macros** и в прозореца се изписват всички дефинирани макроси. Щраква се върху желаните макроси (в случая ALPHA и BETA) и се натиска **Enter**. Получените графики с отделни у-оси са показани на фиг. 6.39.

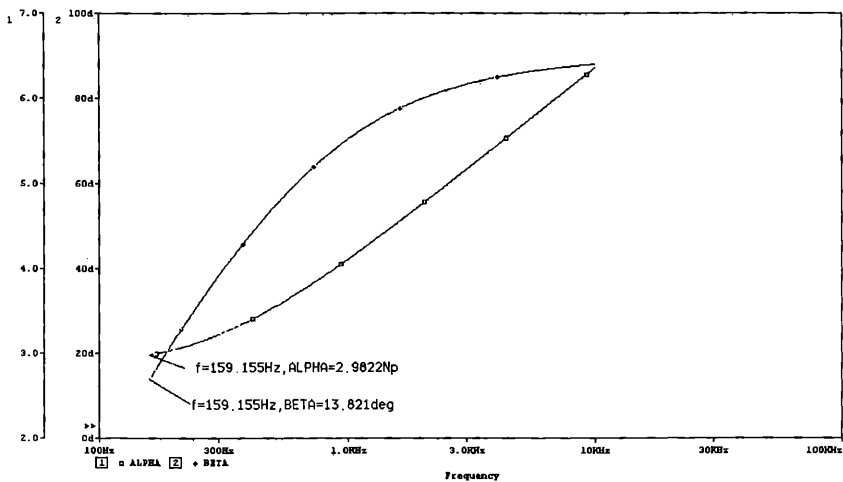
Отчетените от графиките на α и β стойности за зададената честота $\omega = 1000 \text{ s}^{-1}$ ($f = 159,155 \text{ Hz}$) са $\alpha = 2,9822 \text{ Nr}$, $\beta = 13,821^\circ$. Тези стойности се покриват с изчислените аналитично.

Графиките (Фиг. 6.40) на реалната и имагинерната част на характеристичното съпротивление Z_{C2} се получават, след като от менюто **Functions or Macros** се избира **Macros** и се щраква върху макросите R_{C2} и X_{C2} .

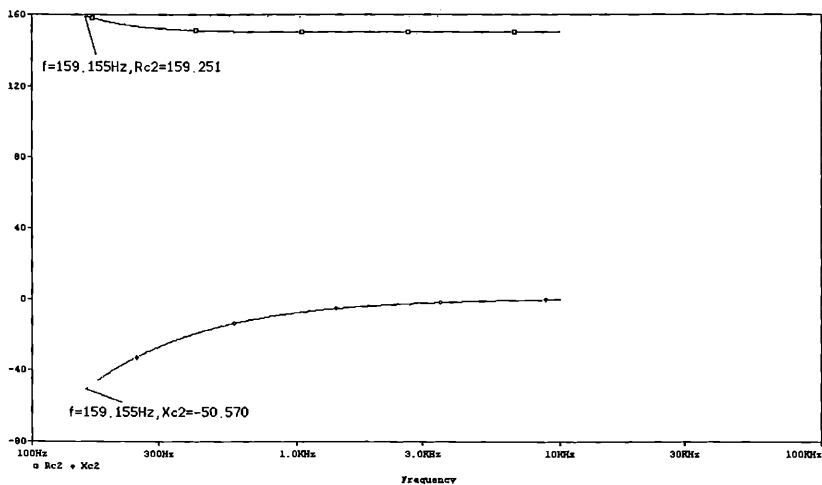
От графиките се отчита $R_{C2} = 159,151 \text{ } \Omega$, $X_{C2} = -50,57 \text{ } \Omega$. Вижда се, че Z_{C2} има активно-капацитивен характер. Реактивното съпротивление X_{C2} съответства на съпротивление на кондензатор с капацитет $C = 1/\omega X_{C2} = 1/(1000 \cdot 50,565) = 19,7746 \text{ } \mu\text{F}$.

Може да се провери опитно дали входното съпротивление $Z_{in1} = Z_{вх1}$ на четириполюсника (фиг. 6.38) откъм първичните му

изводи е равно на характеристичното му съпротивление Z_{C1} . За тази цел вместо резистор с променливо съпротивление $RVAR$ на изхода му се включват последователно резистор със съпротивление $R_{T2} = R_{C2} = 159,151 \Omega$ и кондензатор с капацитет $C_{T2} = 19,7746 \mu F$.



Фиг. 6.39



Фиг. 6.40

За изчисляване на Z_{in1} се дефинират макросите:

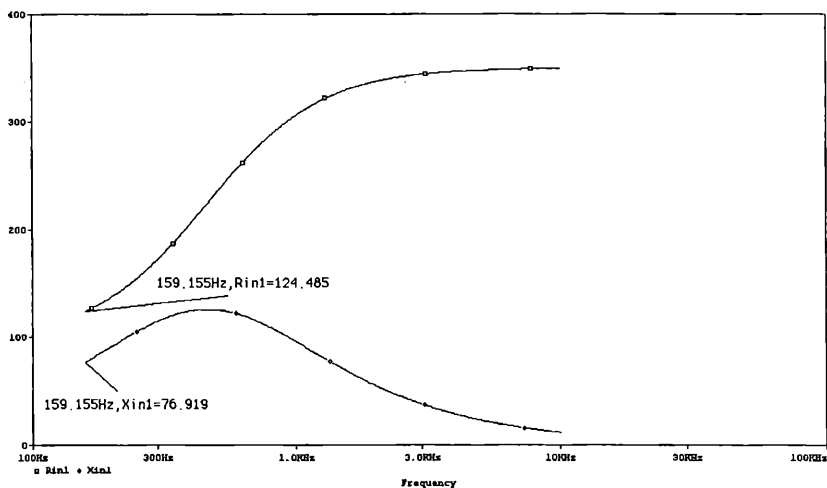
$$Z_{in1} = -V(1)/I(V)$$

$$R_{in1} = R(Z_{in1})$$

$$X_{in1} = \text{IMG}(Z_{in1})$$

Входното съпротивление се изчислява, като се раздели входното напрежение на четириполусника, което съвпада с потенциала на извод 1 (фиг. 6.36), на входния ток. $I(V)$ е токът през източника V . Той има посока от плюс към минус, която е обратна на посоката на входния ток. Това се отчита със знака минус при дефиниране на макроса. С другите два макроса се дефинират реалната и имагинерната част на входното съпротивление.

Графиките на R_{in1} и X_{in1} (фиг. 6.41) се получават аналогично на графиките на R_{C2} и X_{C2} .



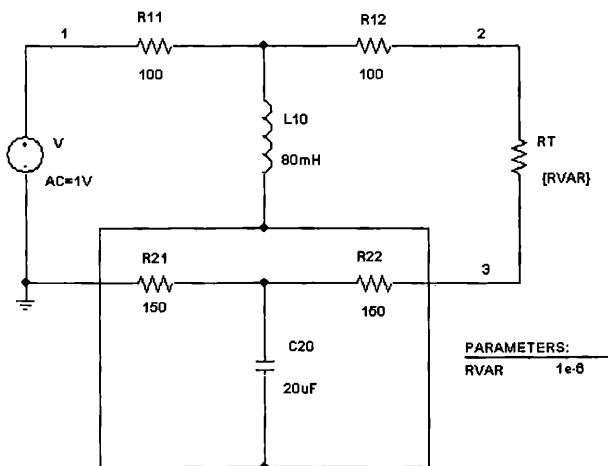
Фиг. 6.41

Получените от графиките резултати за $Z_{in1} = (124,485 + j76919) \Omega$ са много близки до намерените стойности по аналитичен път $Z_{in1} = (124,4 + j 77,256) \Omega$.

Последователно свързване

На фиг. 6.42 е показана схемата на еквивалентния четириполусник, получена от последователното свързване на двата че-

триполюсника от фиг. 6.37. По същество това са два триполюсника, тъй като между изводите им 2 и 2' има късо съединение. Ето защо, за да бъде регулярно свързването при последователно, паралелно и смесено съединение на два триполюсника общите полюси трябва да се свържат заедно [6]. Такова свързване е осъществено на фиг. 6.42.



Фиг. 6.42

При последователно свързване на четириполюсници се сумират Z -матриците на съставните четириполюсници. За да се избегне превръщането на A -матриците в Z -матрици, сумирането им и обратно преминаване от Z към A -матрица, може да се използват формули, с които направо могат да се изчислят елементите на A -матрицата на два последователно свързани четириполюсника, когато са известни коефициентите на всеки от тях:

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_1 C_2 + A_2 C_1}{C_1 + C_2} & \frac{(B_1 + B_2)(C_1 + C_2) - (A_1 - A_2)(D_1 - D_2)}{C_1 + C_2} \\ \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} & \frac{C_1 D_2 + C_2 D_1}{C_1 + C_2} \end{bmatrix}$$

След заместване на коефициентите на двата четириполюсника се получава:

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - j8,333 & 500 - j2083,32 \\ j33,3310^{-3} & 1 - j8,333 \end{bmatrix}.$$

Намерените резултати показват, че еквивалентният четириполусник е симетричен ($A = D$). Това е така, защото при последователно свързване на симетрични четириполусници се запазва симетрията на схемата спрямо вертикална ос.

От получените коефициенти се изчислява

$$\gamma = \ln(\sqrt{AD} + \sqrt{BC}) = \alpha + j\beta. \alpha = 2,82 \text{ Нр}, \beta = -83,24^\circ.$$

При симетричен четириполусник, който е натоварен съгласувано

$$Z_{C1} = Z_{C2} = Z_C = \sqrt{\frac{B}{C}}.$$

Тогава $Z_{ex} = Z_C$ и от намерените коефициенти се изчислява

$$Z_C = (251,77 + j29,8) \Omega$$

Експерименталното определяне на търсените в задачата величини се извършва по същия начин, както при верижното съединение. Има разлика само при дефиниране на макросите за коефициентите A и C . Тук изходното напрежение на еквивалентния четириполусник е между изводите с етикети 2 и 3 (фиг. 6.42), а не между 2 и нулевия възел, както е на фиг. 6.38, защото в разглеждания случай изходното и входното напрежение нямат общ възел. Новите макроси са:

$$A = V(1)@2/(V(2)@2-V(3)@2)$$

$$C = -I(V)@2/(V(2)@2-V(3)@2)$$

Повтаря се процедурата, описана при верижно свързване, и се получават графиките, показани на фиг. 6.43.

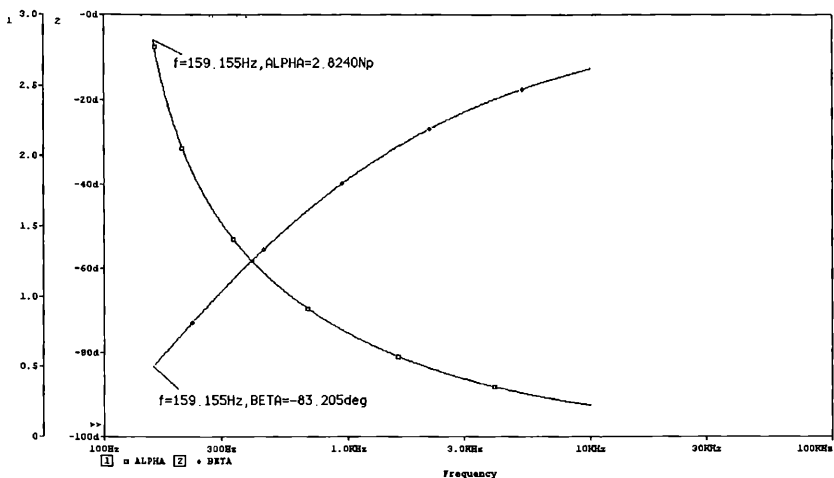
Намерените по опитен път резултати за $\alpha = 2,824 \text{ Нр}$, $\beta = -83,205^\circ$ са същите, както получените аналитично.

За определяне на входното съпротивление чрез симулация се използват макросите:

$$Z_{in} = -V(1)/I(V)$$

$$R_{in} = R(Z_{in})$$

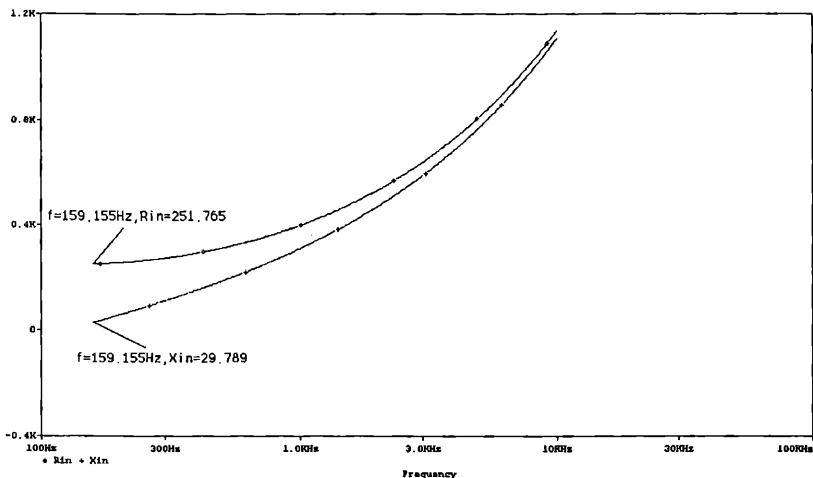
$$X_{in} = \text{IMG}(Z_{in})$$



Фиг. 6.43

Те са дефинирани по същия начин, както при верижно свързване, но са с различни индекси.

Графиките на R_{in} и X_{in} са показани на фиг. 6.44.



Фиг. 6.44

Съставките на комплексното съпротивление Z_{in} са същите, както изчислените аналитично.

Известно е, че когато един симетричен четириполусник е натоварен съгласувано, константата на разпространение може да се изчисли, като се логаритмува отношението от комплексите на входното и изходното напрежение на четириполусника или $\gamma = \ln(\dot{U}_1 / \dot{U}_2)$. Тогава $\alpha = \ln(U_1/U_2)$, $\beta = \psi_{u1} - \psi_{u2}$. По този начин се разкрива физическият смисъл на константата на затихването α и на фазовата константа β . Вижда се, че α показва какво е затихването на сигнала на изхода (напрежението U_2), спрямо подадения входен сигнал (напрежението U_1), а β е фазовата разлика между началните фази на входния и изходния сигнал.

За намиране на α и β по този начин се дефинират следните макроси:

$$\text{ALPHA}=\text{LOG}(M(V(1))/M(V(2)-V(3)))$$

$$\text{BETA}=P(V(1))-P(V(2)-V(3))$$

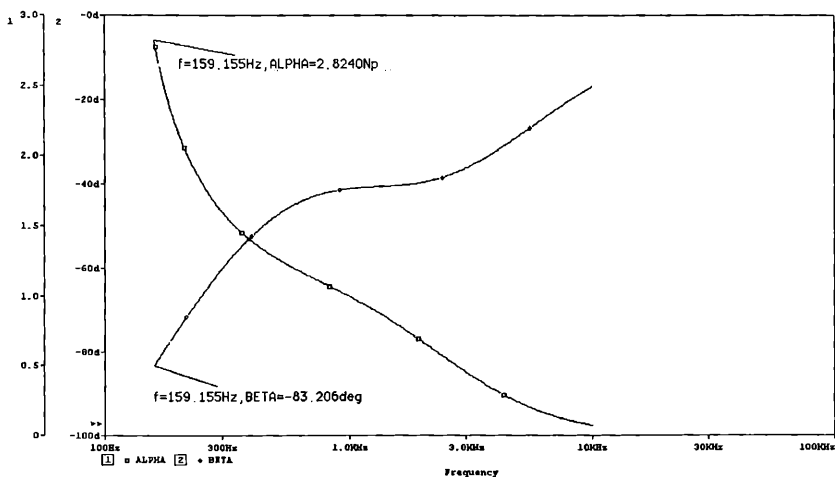
Те ще се използват за симулиране на α и β от схемата на последователното съединение (фиг. 6.42), в която резисторът с променливо съпротивление RVAR се замени с компонентите на характеристичното съпротивление Z_C . Те са резистор със съпротивление $R_T = \text{Re}\{Z_C\} = 151,77 \Omega$ и бобина с индуктивност $L_T = \text{Im}\{Z_C\}/\omega$.

$$L_T = 29,8/1000 = 29,8 \text{ mH.}$$

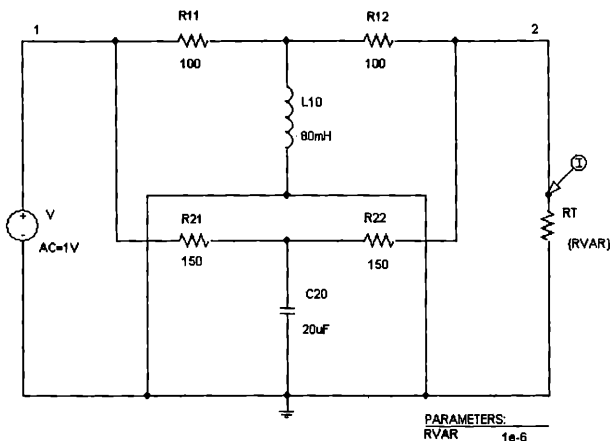
Резултатите от симулацията са показани на фиг. 6.45. Отчетено е при зададената честота $\omega = 1000 \text{ s}^{-1}$ ($f = 159,155 \text{ Hz}$) $\alpha = 2,84 \text{ Np}$, $\beta = -83,206^\circ$. Тези данни показват, че $U_1/U_2 = e^{2,84} = 17,12$. Това означава, че сигналът на изхода на четириполусника затихва 17,12 пъти. От стойността на $\beta = -83,206^\circ = \psi_{u1} - \psi_{u2}$ става ясно, че изходното напрежение изпреварва по фаза с $83,206^\circ$ входното, което е с нулева начална фаза.

Паралелно свързване

На фиг. 6.46 е показана схемата на еквивалентния четириполусник, получена от паралелното свързване на двата четириполусника (фиг. 6.37). Условието за регулярно свързване е изпълнено, тъй като общите полюси на триполусниците са свързани заедно.



Фиг. 6.45



Фиг. 6.46

При паралелно свързване на четириполусници се сумират Y -матриците на съставните четириполусници. За да се избегне превръщането на A -матриците в Y -матрици, сумирането им и обратно преминаване от Y към A -матрица, се използват следните формули, с които направо могат да се изчислят елементите на A -матрицата на два паралелно свързани четириполусника, когато са известни коефициентите на всеки от тях:

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_1 B_2 + A_2 B_1}{B_1 + B_2} & \frac{B_1 B_2}{B_1 + B_2} \\ \frac{(B_1 + B_2)(C_1 + C_2) - (A_1 - A_2)(D_1 - D_2)}{B_1 + B_2} & \frac{B_1 D_2 + B_2 D_1}{B_1 + B_2} \end{bmatrix}$$

След заместване на коефициентите на двата четириполусника се получава:

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2,5 - j0,55 & 211,4 - j32,43 \\ (25,4 - j9)10^{-3} & 2,5 - j0,55 \end{bmatrix}.$$

Намерените резултати показват, че еквивалентният четириполусник отново е симетричен ($A = D$). Това е така, защото и при последователно свързване на симетрични четириполусници се запазва симетрията на схемата спрямо вертикална ос.

От получените коефициенти се изчислява

$$\gamma = \ln(\sqrt{AD} + \sqrt{BC}) = \alpha + j\beta. \alpha = 1,62 \text{ Np}, \beta = -13^\circ.$$

Както беше обяснено преди, при симетричен четириполусник, който е натоварен съгласувано,

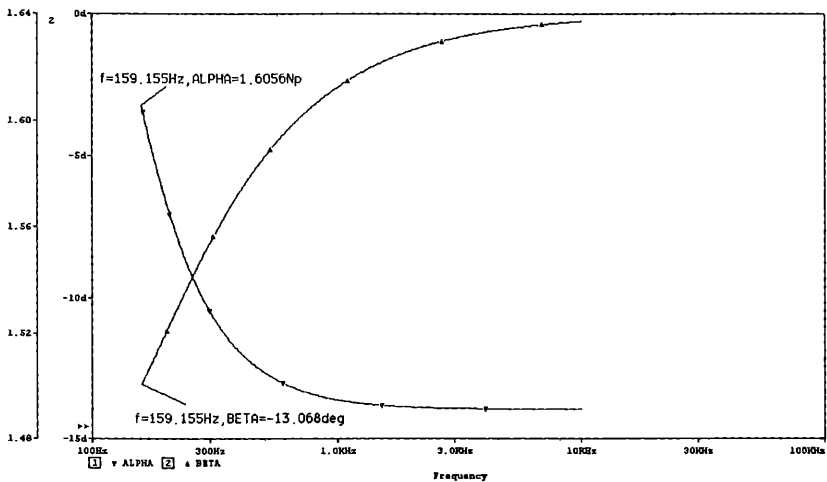
$$Z_{C1} = Z_{C2} = Z_C = \sqrt{\frac{B}{C}}.$$

Тогава $Z_{ex} = Z_C$ и от намерените коефициенти се изчислява

$$Z_C = (88,7 + j8,39) \Omega$$

Експерименталното определяне на търсените в задачата величини се извършва по същия начин, както при верижното съединение. И тук, както и при верижното свързване, има общ възел (нулевия възел) между входното и изходното напрежение. Затова се използват същите макроси, като макросите за Z_C се опростяват поради симетрията.

На фиг. 6.47 са показани графиките на α и β . Резултатите, получени от симулацията, съвпадат с изчислените стойности.



Фиг. 6.47

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПЪРВИТЕ ПЕТ ПРИЛОЖЕНИЯ СА ЗА ВЕРСИЯТА ЗА PSPICE 9.1 [9]

1. Функции и оператори, които могат да се използват в аритметични изрази за симулатора и за графичния постпроцесор

Аритметични оператори

Таблица 1

оператор	значение
+	събиране
-	изваждане
*	умножение
/	делене

Функции, които могат да се използват и в симулатора, и в постпроцесора

Таблица 2

Функция	Значение	Коментар
ABS(x)	$ x $	
SQRT(x)	$x^{1/2}$	
EXP(x)	e^x	
LOG(x)	$\ln(x)$	натурален логаритъм
LOG10(x)	$\log(x)$	десетичен логаритъм
PWR(x,y)	$ x ^y$	
PWRS(x,y)	$+ x ^y$ (ако $x > 0$) $- x ^y$ (ако $x < 0$)	
SIN(x)	$\sin(x)$	x в радиани
ASIN(x)	$\sin^{-1}(x)$	резултат в радиани
SINH(x)	$\sinh(x)$	резултат в радиани
COS(x)	$\cos(x)$	x в радиани
ACOS(x)	$\cos^{-1}(x)$	резултат в радиани
COSH(x)	$\cosh(x)$	резултат в радиани
TAN(x)	$\tan(x)$	x в радиани
ATAN(x)	$\tan^{-1}(x)$	резултат в радиани
ATAN2(y,x)	$\tan^{-1}(y/x)$	резултат в радиани
TANH(x)	$\tanh(x)$	резултат в радиани
P(x)	фаза на x	резултат в градуси
R(x)	реална част на x	
IMG(x)	имагинерна част на x	0 при реални числа
MIN(x,y)	по-малкото от x и y	
MAX(x,y)	по-голямото от x и y	

Функция	Описание
M(x)	амплитудата на x
d(x)	производната на x по отношение на величината по X-оста
s(x)	интегралът на x по обхвата на величината по X-оста
AVG(x)	текуща средна стойност на x по обхвата на величината по X-оста
AVGX(x, d)	текуща средна стойност на x от X_axis_value(x)-d до X_axis_value(x)
RMS(x)	текуща средно-квадратична стойност на x по обхвата на величината по X-оста
DB(x)	амплитудата на x в децибели
MIN(x)	минимум на реалната част на x
MAX(x)	максимум на реалната част на x

Забележка: При променливотоков анализ **Probe** изчислява изразите с използване на комплексна аритметика. Ако резултатът от израза е комплексно число, то се изобразява амплитудата му.

Числените стойности в **Probe** се въвеждат в същата форма както в симулатора, с изключението, че суфиксите “M” и “MEG” са заместени съответно с “m” (“mili”, 1E-3) и “M” (“mega”, 1E+6). Също така “MIL” и “mil” не се поддържат. С изключение на мащабните суфикси “m” и “M” **Probe** не прави разлика между големи и малки букви, т.е. те са еквивалентни.

Суфиксите за измервателни единици се използват само за означаване на осите на графиките, те не влияят върху числените резултати. Затова винаги е по-сигурно те да се изпускат.

Единиците, които **Probe** разпознава, са показани в табл. 4:

Таблица 4

Символ	Единица
V	Волт
A	Ампер
W	Ват
d	градус (за фазов ъгъл)
s	Секунда
H	херц

Функции, дефинирани от потребителя

Понякога е удобно да се отделят части от изчислителни изрази във вид на функции както с цел многократно използване, така и за подобряване на разбираемостта, когато се използват дълги изрази. Зададените от потребителя функции се описват с използване на командата `.FUNC` със следния синтаксис:

`.FUNC <име на функция>([аргументи] *) <израз>`

Всяка функция се дефинира в отделен оператор `.FUNC`, разположен в *include-file* (допълнителен външен файл). Този *include-file* може да се конфигурира глобално или локално в графичния редактор **Schematics** с избор **Analysis/Library** и командата **Include Files**.

2. Контрол на симулацията с използване на псевдокомпоненти

Псевдокомпонентите се използват за задаване на начални условия или начални приближения на неизвестните при симулацията или за управление на изходния печат.

Псевдокомпонентите имат символно представяне, подобно на аналоговите елементи, но те не съответстват на физически елементи при анализа на схемата. Псевдокомпонентите се намират в символната библиотека `special.lib`. За да се използват тези компоненти, се позиционира копие от компонента, свързват се изводите му и се задават стойности на атрибутите.

2.1. Setpoints

Това са псевдокомпоненти, с които се задават начални условия. Използват се в аналоговите части от схемите.

IC1 – символ с един извод, който дава възможност да се зададе начално условие за потенциала на възел при изчисление на постояннотоковата работна точка (при анализ с малък сигнал или при преходен анализ).

IC2 – символ с два извода, който дава възможност за задаване на начално условие за напрежението между два възела.

Използването на символите **IC1** и **IC2** установява начални условия само при определяне на постояннотоковата работна точ-

ка. Те не повлияват режима **DC Sweep** (изчисление на постояннотокова характеристика).

За да се зададе начално условие, се редактира стойността на атрибута **VALUE** на желаното начално условие. PSpice добавя източник на напрежение заедно с 0.0002Ω последователно свързан резистор към всеки възел, към който е свързан **IC** символ. По този начин напреженията се фиксират за етапа на изчисление на постояннотоковата работна точка.

2.2. Nodeset

За разлика от псевдокомпонентата **IC**, **NODESET** задава само начално приближение за потенциалите на някои възли при изчислението на постояннотоковата работна точка. С това може да се подобри сходимостта на итерационния процес на изчислението на постояннотоковата работна точка при анализ на нелинейни вериги.

NODESET1 е символ с един извод, който улеснява изчислението на постояннотоковата работна точка чрез задаване на начално приближение за потенциала на даден възел.

NODESET2 е символ с два извода, който улеснява изчислението на постояннотоковата работна точка чрез задаване на начално приближение за постоянното напрежение между два възела.

Начално приближение може да бъде зададено на някои или на всички възли от схемата.

Символите **NODESET** са активни само при изчислението на постояннотоковата работна точка (при малосигнален и при преходен анализ) и за първата стъпка от режима **DC Sweep**. Те нямат въздействие по време на останалата част от режима **DC Sweep** или по време на преходния анализ.

Ако за даден възел са зададени едновременно символи **IC** и **NODESET**, последният се пренебрегва от програмата.

Setpoints може да бъдат създадени за ток в индуктивен елемент (**L**) и за напрежение върху капацитивен елемент (**C**), използвайки механизма на атрибутите на **IC**.

2.3. Viewpoints

Това са псевдокомпоненти, които показват в числен вид резултатите от постояннотоковия анализ върху схемата в графичния редактор. Те може да се използват за аналоговата част от схемата.

IProbe – позволява да се покаже стойността на тока в клон при изчислението на постояннотокова работна точка. Всъщност PSpice поставя последователно източник на е.д.н. с нулева стойност.

VIEWPOINT – позволява да се покаже потенциала на даден възел от схемата (в Schematics) при изчисление на постоянно-токовата работна точка.

WATCH1 – позволява да се зададат до 3 изходни променливи, които да бъдат наблюдавани в прозореца на PSpice в течение на DC Sweep, AC Sweep или преходния анализ (Transient). Всички изходни променливи са допустими, с изключение на тези за цифровите сигнали и груповите закъснения. Типът на анализа се задава чрез редактиране на полето VALUE на атрибута ANALYSIS. Задават се горна и долна граница чрез редактиране на атрибутите LO и HI.

2.4. Printpoints

Псевдокомпонентите, които записват резултатите от симулацията в изходния файл на PSpice (*.out), се наричат **Printpoints** (точки, чиито величини да се отпечатват). Тези псевдокомпоненти генерират таблици с числени резултати или буквено-цифрови графики (отпечатвани с ASCII символи).

Може да се използват следните видове Printpoints:

IPLOT – създава графика, показваща тока в клон. Този символ трябва да бъде включен последователно в клона (аналогично на амперметър в реалните схеми).

IPRINT – създава таблица, показваща тока в клон. Този символ трябва да бъде включен последователно в клона.

VPLLOT1 – създава графика на потенциала на възела, към който е свързан този символ.

VPLLOT2 – създава графика на напрежението между два възела, към които са свързани изводите на символа.

VPRINT1 – създава таблица, показваща потенциала на възела, към който е свързан изводът на символа.

VPRINT2 – създава таблица, показваща напрежението между двата възела, към които са свързани изводите на символа.

Може да се зададат един или повече типове анализи, за които да бъде изведена информация. Това става така:

1. Двукратно се щраква върху символа.

2. Двукратно се щраква върху типа анализ, който ни интересува.

Задава се в полето Value произволна стойност, например Y, YES или 1.

Задават се допълнително всички типове анализ, които ни интересуват. Ако е зададен AC (променливотоков анализ), тогава може да бъдат зададени един или повече изходни формати от следния списък:

MAG - амплитуда

PHASE - фаза

REAL - реална част на комплексна величина

IMAG - имагинерна част на комплексна величина

DB - амплитуда в децибели

Ако не е зададен типът на анализа, по подразбиране се извеждат резултатите от преходния анализ.

Ако е избран AC, но не са избрани изходни формати, ще бъде използван по подразбиране формат MAG (амплитуда).

2.5. Задаване на изходни променливи

Някои видове анализ изискват от потребителя да зададе имена на изходни променливи за напреженията и токовете в специфични точки от схемата. Възможно е да се задава напрежение или ток в извод, в извод на полупроводников прибор или върху елемент. Някои анализи изискват само име на прибор. За да се зададат изходни променливи, се постъпва така:

- Избира се Analysis/Setup.

- Проверява се дали избраният анализ изисква да се въведе име на изходна променлива в диалоговия прозорец (например AC Sweep, Noise и Monte Carlo изискват изходни променливи).

- В диалоговия прозорец на избрания анализ се задават имена на напрежения или токове в следния формат:

v(<изчерпателно описано име на извод>), например v(R1:1)
i(<прибор>), например i(R2)

Ако е необходимо, напрежението между два различни извода се задава използвайки означението $V(a, b)$, където a и b са съответно положителният и отрицателният изводи.

За да се зададе ток през елемент, използва се означението I(R2).

За да се зададе напрежение или ток в извод от полупроводников прибор, се добавя подходящо разширение, определящо извода (като например "C" за колектор) към означението V (напрежение) или I (ток).

Например: VC(Q3) или IC(Q3)

3. Списък на най-често използваните пасивни и активни елементи в символните библиотеки на PSpice Student Version 9.1

Аналогови елементи (в библиотека analog.slb)

R, L, C	съответно резистор, бобина и кондензатор
XFRM_LINEAR	линеен трансформатор
T	линия с разпределени параметри
TLOSSY	линия с разпределени параметри със загуби

Независими източници (в библиотека source.slb)

VAC (IAC)	прост източник на синусоидално напрежение (ток)
VDC (IDC)	прост източник на постоянно напрежение (ток)
VSRC (ISRC)	източник на постоянно или синусоидално напрежение (ток)
VSIN (ISIN)	синусоидален източник на напрежение (ток), използван при анализ на преходни процеси
VPULSE (IPULSE)	импулсен източник на напрежение (ток)
VEXP (IEXP)	експоненциален източник на напрежение (ток)
VPWL (IPWL)	източник на по части линейно напрежение (ток)
VPWL_FILE (IPWL_FILE)	източник на по части линейно напрежение (ток), чиито точки са зададени във файл.

- VPWL_RE_N_TIMES (IPWL_RE_N_TIMES) източник на по
части линейно напрежение (ток), зададените
точки се повтарят n-пъти
- VPWL_RE_FOREVER (IPWL_RE_FOREVER) източник на по
части линейно напрежение (ток), зададените
точки се повтарят безкрайно
- VSFFM (ISFFM) честотно модулиран източник на напрежение
(ток) с една честота

Зависими източници (в библиотека analog.slb)

- E източник на напрежение, управляван с напрежение
- F източник на ток, управляван с ток
- G източник на ток, управляван с напрежение
- H източник на напрежение, управляван с ток

Ключове и спомагателни елементи

- Sw_tClose ключ, който се затваря (в библиотека eval.slb)
- Sw_tOpen ключ, който се отваря (в библиотека eval.slb)
- EGND заземяване (маса) (в библиотека port.slb)
- AGND аналогова маса (в библиотека port.slb)
- BUBBLE извод (в библиотека port.slb)
- POT потенциометър (в библиотека breakout.slb)
- PARAM параметър (в библиотека special.slb)

Някои полупроводникови прибори (в библиотека eval.slb)

- D1N4148 диод
- D1N750 ценеров диод
- 2N1595 тиристор
- 2N5444 триак
- Q2N2222 n-p-n биполярен транзистор
- Q2N2907A p-n-p биполярен транзистор
- Q2N3904 n-p-n биполярен транзистор
- Q2N3906 p-n-p биполярен транзистор
- IRF150 n-канален MOSFET транзистор
- IRF9140 p-канален MOSFET транзистор
- J2N3819 n-канален JFET транзистор
- J2N4393 n-канален JFET транзистор
- Q2N6052 n-p-n биполярен Дарлингтон транзистор

Q2N6059	р-п-р биполярен Дарлингтон транзистор
LF411	операционен усилвател с JFET транзистори на входа
LM111	операционен усилвател
uA741	операционен усилвател
LM324	операционен усилвател
MBD101	диод
D1N914	диод
MV2201	варикап
A4N25	оптрон
555D	555 (CMOS) таймер
K3019PL_3C8	нелинейно магнитно ядро
K502T300_3C8	нелинейно магнитно ядро
K528T500_3C8	нелинейно магнитно ядро
IXGH40N60	п-канален биполярен транзистор с изолиран затвор (IGBT).

Аналогови блокове (в библиотека abm.slb)

ABM1	нелинеен блок с един вход
ABM2	нелинеен блок с два входа
ABM3	нелинеен блок с три входа
GAIN	усилвателен блок
SUM	сумиращ блок
DIFFER	диференциатор
INTEG	интегратор
LIMIT	ограничител
MULT	умножител
LAPLACE	числител/знаменател на предавателна функция в Лапласов вид
HIPASS	високочестотен филтър
LOPASS	нискочестотен филтър
BANDPASS	лентов филтър
BANDREJ	заграждащ филтър
LAPLACE	блок, позволяващ въвеждането на предавателна характеристика, функция на комплексната честота s , с числител и знаменател.

4. Описание на параметрите на независимите източници

Символните означения на изброените по-долу източници се намират в символната библиотека `source.slb` [9].

4.1. Независим източник на напрежение VSRC (или ток ISRC)

Използва се за постояннотоков анализ (снемане на предавателна характеристика по постоянен ток) или променливотоков анализ (снемане на честотна характеристика).

Параметри:

DC <стойност>

AC <амплитудна стойност> [фаза]

Примери:

DC .5

AC 220 90

Стойностите по подразбиране за параметрите DC и AC са нули. Фазата се задава в градуси.

При необходимост от снемане на постояннотокови предавателни характеристики (**DC Sweep**) или честотни характеристики (**AC Sweep**), трябва да се зададат необходимите параметри в **Analysis/Setup**.

4.2. Независим източник на синусоидално напрежение VSIN (или ток ISIN)

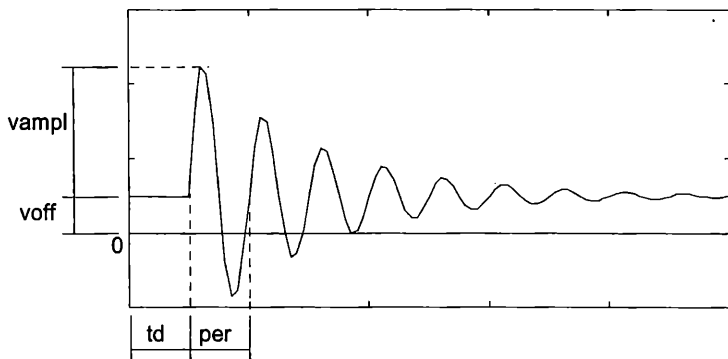
Използва се при анализ на преходен процес. Има синтаксис: VSIN (<voff> <vamp> <freq> <td> <df> <phase>)

Таблица 5

Параметър	Значение	Единици	Стойност по подразбиране
<voff>	постоянна съставка	volt	няма
<vamp>	амплитудна стойност	volt	няма
<freq>	честота	hertz	1/TSTOP
<td>	времезакъснение	sec	0
<df>	коэффициент на затихване	sec ⁻¹	0
<phase>	фаза	degree	0

Източникът задава напрежение (фиг. 1), започващо на ниво <voff>, оставащо там за <td> секунди. След това напрежението става една експоненциално затихваща синусоидална вълна. Валидно е аналитичното описание, дадено в табл. 6:

Източникът VSIN (ISIN) се използва само за преходен анализ. Той няма ефект по време на променливотоков анализ. За да се зададе стойност на напрежението за променливотоков анализ, трябва да се използва спецификацията AC в списъка от параметрите или източник VSRC (ISRC).



Фиг. 1

Таблица 6

Времени интервал	Стойност
$0 + \langle td \rangle$	$voff + vamp1 * \sin(2\pi * \text{phase} / 360)$
$\langle td \rangle + TSTOP$	$voff + vamp1 * \sin(2\pi * (\text{freq} * (\text{TIME} - \text{td}) + \text{phase} / 360)) * e^{-(\text{TIME} - \text{td}) * df}$

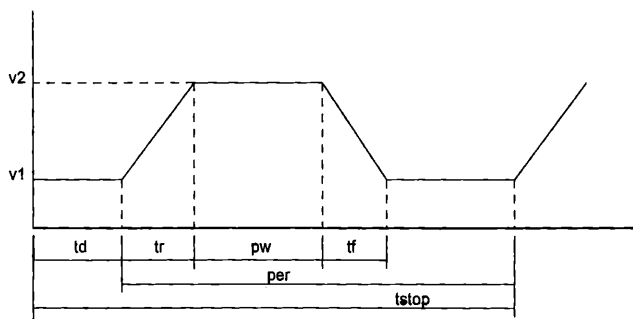
4.3. Независим източник на импулсно напрежение VPULSE (или ток IPULSE)

Използва се при анализ на преходни процеси. Има синтаксис:

VPULSE (<v1> <v2> <td> <tr> <tf> <pw> <per>)

Параметър	Значение	Единици	Стойност по подразбиране
<v1>	начално напрежение	volt	Няма
<v2>	напрежение на импулса	volt	Няма
<td>	закъснение	sec	0
<tr>	време за нарастване	sec	TSTEP
<tf>	време за спадане	sec	TSTEP
<pw>	ширина на импулса	sec	TSTOP
<per>	период	sec	TSTOP

Източникът VPULSE задава напрежение (фиг. 2), започващо на ниво <v1>, оставащо там за <td> секунди, след което се изменя линейно от <v1> до <v2> през следващите <tr> секунди. След това напрежението остава на ниво <v2> за <pw> секунди. После то се изменя линейно от <v2> до <v1> през следващите <tf> секунди. Остава на ниво <v1> за $\text{per} - (\text{tr} + \text{pw} + \text{tf})$ секунди и след това цикълът се повтаря, с изключение на началното закъснение от <td> секунди. Това описание е показано в табл. 8:



Фиг. 2

Таблица 8

Време	Стойност
0	v1
td	v1
td+tr	v2
td+tr+pw	v2
td+tr+pw+tf	v1
td+per	v1
td+per+tr	v2

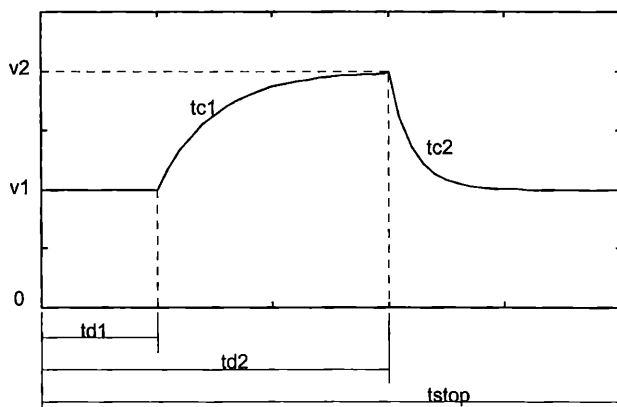
4.4. Независим източник на експоненциално напрежение VEXP (или ток IEXP)

Използва се при анализ на преходен процес. Има синтаксис:

VEXP (<v1> <v2> <td1> <tc1> <td2> <tc2>)

Таблица 9

Параметър	Значение	Единици	Стойност по подразбиране
<v1>	начално напрежение	volt	няма
<v2>	пиково напрежение	volt	няма
<td1>	закъснение на нарастването	sec	0
<tc1>	времеконстанта на нарастване	sec	TSTEP
<td2>	закъснение на спадането	sec	<td1>+TSTEP
<tc2>	времеконстанта на спадане	sec	TSTEP



Фиг. 3

Източникът VEXP задава първо напрежението (фиг. 3) да бъде на ниво <v1> за първите <td1> секунди. След това напрежението експоненциално нараства от <v1> до <v2> с времеконстанта <tc1>. Това нарастване трае $td_2 - td_1$ секунди. След това напрежението затихва от <v2> обратно до <v1> с времеконстанта <tc2>. Това описание е показано в табл. 10.

Времени интервал	Стойност
0 + <td1>	v1
<td1> + <td2>	$v1 + (v2-v1)*(1-e^{-(TIME-td1)/tc1})$
<td2> + TSTOP	$v1 + (v2-v1)*((1-e^{-(TIME-td1)/tc1}) - (1-e^{-(TIME-td2)/tc2}))$

4.5. По-части линеен източник на напрежение VPWL (или ток IPWL)

Има синтаксис:

VPWL (<t1> <v1> <t2> <v2> ... <tn> <vn>)

Таблица 11

Параметри	Значение	Единици	Стойност по подразбиране
<tn>	време в точка	sec	няма
<vn>	напрежение в точка	volt	няма

Този източник описва по части линейно напрежение. Всяка двойка стойности "време – напрежение" описва една точка от кривата на напрежението на източника. За РС броят на точките е до 3995. Напрежението между точките се изчислява с линейна интерполация, използвайки напреженията в точките.

5. Особенности при лоша сходимость на итерационния процес

Лоша сходимость на итерационния процес може да възникне при работа в режимите за определяне на постоянноотокова работна точка (Bias Point Detail), вариране на параметър при постоянноотоков режим (DC Sweep) или при анализ на преходни процеси (Transient).

1. При лоша сходимость при анализ на постоянноотоков режим може да се използват псевдокомпонентите NODESET за задаване на начални приближения за възловите потенциали, които да са по-близки до решението (при условие че имаме някаква информация за тях).

2. При лоша сходимость при анализ на преходен процес се препоръчва:

- да се намали точността на определяне на токовете и напреженията в схемата чрез промяна на параметъра RELTOL от

от 0.001 (стойност по подразбиране) до 0.01. Този параметър става достъпен с избор **Analysis/Setup/Options**;

- при големи стойности на токовете и напреженията в схемата е необходимо да се зададат по-големи стойности на параметрите **ABSTOL**, **VNTOL** и **CHGTOL**, които задават точността, с която се изчисляват токовете, напреженията и зарядите на кондензаторите. Техните подразбиращи се стойности са предвидени за схеми с напрежения до 10 V и токове в mA [4]. Достъпът до тях е отново чрез избор **Analysis/Setup/Options**;

- ако входните сигнали са импулсни (елементи **VPULSE**, **IPULSE**), на атрибутите им “дължина на предния фронт” и “дължина на задния фронт” на импулсите (**TR** и **TF**) трябва да бъдат зададени стойности, различни от нула или тези стойности да бъдат увеличени.

Съществуват и други възможности, разгледани в [1] и [9], които засягат основно използването на модели на полупроводникови елементи.

6. Някои по-често използвани команди (оператори) в PISPUICE

В приложението са дадени някои най-често срещани команди в Pspice. Тези команди се използват в **CIR** и **.OUT** файловете. Те са полезни при разработване и модификации на аналоговите компютърни модели на поведението на различните елементи, както и при програмната им реализация. В текста по-нататък ще бъдат използвани следните означения. С **XXX** ще се означава буквено-цифров стринг за идентификатор на имена на източници, елементи, ключове и др., а с **n+** и **n-** – възлите, на които се опира съответният елемент. Параметрите, дадени в средни скоби, [], могат да бъдат пропускани. В PSpice с **I(Vxxx)**, **I(Rxxx)**, **I(Lxxx)**, **I(Cxxx)** се означава токът през съответно източника на напрежение **Vxxx**, резистора **Rxxx**, бобината **Lxxx**, кондензатора **Cxxx**. С **V(n)** се означава потенциалът на възел **n** а с **V(m,n)** се означава потенциалната разлика между възли **m** и **n**, т.е. напрежението между **m** и **n**.

I. Команди (оператори) за описание на веригата (data statements)

1. Пасивни елементи

а) Резистор

Rxxx n+ n- [mname] value

б) Бобина

Lxxx n+ n- [mname] value [IC=ilval]

в) Кондензатор

Cxxx n+ n [mname] value [IC=icval]

г) Индуктивно свързани бобини

Kxxx Lyyy Lzzz value

д) Предавателна линия

Txxx na+ na- nb+ nb- LEN=value R=value L=value
G=value C=value

2. Полупроводникови елементи

а) диод

Dxxx n+ n- mname [(area) value]

б) биполярен транзистор

Qxxx nc nb ne [nsub] mname [(area) value]

в) полеви транзистор с p-n преход (JFET)

Jxxx nd ng ns mname [(area) value]

г) MOS полеви транзистор (MOSFET)

Mxxx nd ng ns nbulk mname
+[L=value] [W=value] [AD=value] [AS=value] [PD=value]
+[PS=value] [NRD=value] [NRS=value] [NRG=value]..
+[NRB=value] [M=value]

д) GaAs транзистор

Vxxx nd ng ns mname [(area) value]

3. Независими източници на напрежение и ток

а) Постоянни

Vxxx n+ n- DC value

Ixxx n+ n- DC value

б) Синусоидални

Vxxx n+ n- AC mag [phase]

Ixxx n+ n- AC mag [phase]

в) Променливи

Vxxx n+ n- trans_type

Ixxx n+ n- trans_type

г) Експоненциални източници на напрежение и ток

Vxxx n+ n- EXP(V1 V2 [TD1] [TC1] [TD2] [TC2])

Ixxx n+ n- EXP(I1 I2 [TD1] [TC1] [TD2] [TC2])

д) Линейни по части източници на напрежение и ток

Vxxx n+ n- PWL(T1 V1 T2 V2 ... Tn Vn)

Ixxx n+ n- PWL(T1 I1 T2 I2 ... Tn In)

е) Източници на импулсни напрежения и токове (вж.

фиг. 5.2)

Vxxx n+ n- PULSE(V1 V2 [TD] [TR] [TF] [PW] [PER])

Ixxx n+ n- PULSE(I1 I2 [TD] [TR] [TF] [PW] [PER])

ж) Източници на напрежение и ток от тип затихваща синусоида

Vxxx n+ n- SIN(VOFF VAMPL [FREQ] [TD] [DF] [PHASE])

Ixxx n+ n- SIN(IOFF IAMPL [FREQ] [TD] [DF] [PHASE])

4. Зависими източници на напрежение и ток**а) Източник на напрежение, управляван по напрежение (ИНУН), (VCVS)**

Exxx n+ n- cn+ cn- gain

б) Източник на ток, управляван по ток (ИТУТ), (CCCS)

Fxxx n+ n- Vyyy gain

в) Източник на ток управляван по напрежение (ИТУН), (VCCS)

Gxxx n+ n- cn+ cn- gain

г) Източник на напрежение, управляван по ток (ИНУТ), (CCVS)

Hxxx n+ n- Vyyy gain

д) Полиномиални източници

Exxx n+ n- POLY(1) cn+ cn- coefficient_list

Fxxx n+ n- POLY(1) Vyyy coefficient_list

Gxxx n+ n- POLY(1) cn+ cn- coefficient_list

Hxxx n+ n- POLY(1) Vyyy coefficient_list

5. Управляеми ключове

а) Управляем по напрежение ключ

Sxxx n+ n- cn+ cn- mname

б) Управляем по ток ключ

Wxxx n+ n- Vyuy mname

6. Описание на модели на елементи

.MODEL mname mtype[(par=value)]

7. Използване на модули (подсхеми)

а) дефиниране на модула:

.SUBCKT name [nodes]

.....

.ENDS

б) извикване на модула:

Xxxx nodes name

II. Команди (оператори) за описание на видовете анализ (control statements)

1. Анализ при постоянен ток (DC ANALYSIS)

.DC [type] name startend incre [nest-sweep]

2. Изчисляване на предавателна функция (TRANSFER FUNCTION)

.TF output input

3. Анализ по чувствителност (SENSITIVITY ANALYSIS)

.SENS vname

4. Анализ на преходни процеси (TRANSIENT ANALYSIS)

.TRAN tstep tstop [npval] [istep] [UIC]

5. Задаване на начални условия (INITIAL CONDITIONS)

.IC Vnode = value

6. Анализ на синусоидални режими (AC ANALYSIS)

.AC [type] num start end

7. Фурие-анализ (FOURIER SERIES ANALYSIS)

.FOUR freq vname

8. Анализ на верига с отчитане на шумовете (NOISE ANALYSIS)

.NOISE opvar name [ival]

9. Статистически-анализ (MONTE CARLO ANALYSIS)

.MC runs [DC] [AC] [TRAN] opvar func option

10. Анализ на най-неблагоприятния случай (WORST-CASE ANALYSIS)

.WCASE analysis opvar func option

III. Моделиране на блокове, изпълняващи аналогови функции

1. Задаване на функции

Exxx n+ n- VALUE = {expression}

Gxxx n+ n- VALUE = {expression}

2. Задаване на таблици от стойности

Exxx n+ n- TABLE {expression}=<(input value, output value)>

Gxxx n+ n- TABLE {expression}=<(input value, output value)>

3. Задаване на предавателни функции посредством трансформация на Лаплас

Exxx n+ n- LAPLACE {expression} = {transform}

Gxxx n+ n- LAPLACE {expression} = {transform}

БИБЛИОГРАФИЯ

1. Боянов, Й., Л. Райковска, Д. Механджийска, Ръководство по автоматизация на проектирането в електрониката, Техника, София, 1993.
2. Брандиски, К. Г., В. М. Младенов, Ръководство за решаване на задачи по теоретична електротехника с PSpice, СИЕЛА, 1998.
3. Гаджева, Е., Т. Куюмджиев, С. Фархи, Компютърно моделиране и симулация на електронни и електрически схеми с OrCAD PSpice, Heron Press, София, 2001.
4. Колосов С. П. , Ю. А. Сидоров, Нелинейные двухполюсники и четырехполюсники, Москва, Высшая школа, 1981.
5. Под ред. П. А. Йонкина, Сборник задач и упражнений по теоретическим основам электротехники, Москва, Энергоиздат, 1982.
6. Фархи, С., С. Палазов, Теоретична електротехника, ч. I, Техника, София, 1987.
7. Chua, L., Pen-Min Lin, Computer Aided Analysis of Electronic Circuits, Prentice Hall, 1975.
8. Circuit Analysis User's Guide, Microsim Corporation, Version 5.0, July 1991.
9. MicroSim PSpice & Basic User's Guide, v. 8.0, Microsim Corporation, 1997.
10. Paul W. Tuinenga, SPICE: A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using PSpice, 2nd ed., Prentice Hall, 1992.