

Cristian Foşalău

**Proiectarea și simularea  
circuitelor electronice de măsurare**

Editura Politehniuum  
Iași, 2009

# Cuprins

1. Introducere în proiectarea asistată de calculator a circuitelor electronice ...	3
2. Prezentarea generală a programului de simulare SPICE .....	8
3. Realizarea programelor SPICE în modul text .....	13
3.1. Arhitectura programului PSPICE .....	13
3.2. Fișiere utilizate în PSPICE .....	13
3.2.1. Fișierul de intrare .CIR .....	13
3.2.2. Fișierul bibliotecă de modele .LIB .....	15
3.2.3. Fișierul de ieșire .OUT .....	15
3.2.4. Fișierul de date .DAT .....	16
3.3. Instrucțiunile programului PSPICE .....	16
3.3.1. Instrucțiunea de titlu .....	17
3.3.2. Instrucțiunea de sfârșit de program .....	17
3.3.3. Linii de comentariu .....	17
3.3.4. Instrucțiuni de descriere a elementelor de circuit .....	17
3.3.5. Instrucțiuni de comandă și control .....	18
3.4. Instrucțiuni de descriere a elementelor de circuit .....	18
3.4.1. Componente pasive .....	18
3.4.1.1. Rezistorul .....	18
3.4.1.2. Condensatorul .....	20
3.4.1.3. Bobina .....	22
3.4.1.4. Bobine cuplate (transformator) .....	23
3.4.1.5. Comutatorul comandat în tensiune .....	26
3.4.1.6. Comutatorul comandat în curent .....	29
3.4.1.7. Linia de transmisie .....	31
3.4.2. Surse .....	33
3.4.2.1. Surse independente de tensiune și curent .....	33
3.4.2.2. Specificații de regim tranzitoriu .....	34
Sursă de tip exponențial .....	34
Sursă de tip sinusoidal .....	36
Sursă de tip PULSE .....	37
Sursă de tip PWL (Piecewise Linear Waveform) .....	38
Sursă de tip SFFM (Single Frequency FM) .....	39
3.4.2.3. Surse comandate .....	40
Surse de tensiune comandate în tensiune .....	40
Surse de curent comandate în curent .....	42
Surse de curent comandate în tensiune .....	44
Surse de tensiune comandate în curent .....	45

3.4.2.4.	Modelarea comportării analogice .....	45
	Modelarea de tip expresie .....	46
	Modelarea sub formă tabelară .....	47
	Modelarea sub forma transformatei Laplace .....	48
	Modelarea sub formă de filtre Cebîșev .....	49
	Modelarea sub formă de tabele de răspuns în frecvență ..	50
3.4.3.	Componente active .....	51
3.4.3.1.	Dioda .....	51
3.4.3.2.	Tranzistorul bipolar .....	55
3.4.3.3.	Tranzistorul cu efect de câmp JFET .....	58
3.4.3.4.	Tranzistorul cu efect de câmp MOSFET .....	60
3.4.4.	Apelarea subcircuitelor .....	62
3.5.	Instrucțiuni de comandă și control .....	63
3.5.1.	Instrucțiuni de specificare a tipului de analiză standard .....	63
3.5.1.1.	Calculul punctului de polarizare (.OP) .....	63
3.5.1.2.	Analiza în curent continuu (.DC) .....	64
3.5.1.3.	Analiza în frecvență (.AC) .....	65
3.5.1.4.	Analiza de regim tranzitoriu (.TRAN) .....	66
3.5.1.5.	Analiza Fourier (.FOUR) .....	67
3.5.1.6.	Analiza la semnal mic (.TF) .....	68
3.5.1.7.	Analiza de sensibilitate (.SENS) .....	68
3.5.1.8.	Analiza de zgomot (.NOISE) .....	69
3.5.2.	Instrucțiuni de control al rezultatelor .....	70
3.5.2.1.	Instrucțiunea .PROBE .....	70
3.5.2.2.	Instrucțiunea .PRINT .....	72
3.5.2.3.	Instrucțiunea .PLOT .....	73
3.5.2.4.	Instrucțiunea .WATCH .....	74
3.5.3.	Instrucțiuni pentru analize parametrice .....	74
3.5.3.1.	Instrucțiunea de definire a parametrilor (.PARAM) .....	74
3.5.3.2.	Instrucțiunea .STEP .....	75
3.5.3.3.	Instrucțiunea de analiză în temperatură (.TEMP) .....	77
3.5.4.	Instrucțiuni pentru analize statistice .....	77
3.5.4.1.	Analiza Monte Carlo (.MC) .....	77
3.5.4.2.	Analiza cazului cel mai defavorabil (.WCASE) .....	80
3.5.5.	Instrucțiuni pentru modelarea componentelor și subcircuitelor ..	81
3.5.5.1.	Instrucțiunea de modelare a componentelor (.MODEL) ..	81
3.5.5.2.	Instrucțiunea de modelare a subcircuitelor (.SUBCKT) ..	82
3.5.5.3.	Definirea distribuției (.DISTRIBUTION) .....	84
3.5.6.	Instrucțiuni de stabilire a condițiilor inițiale .....	85
3.5.6.1.	Instrucțiunea .IC .....	85
3.5.6.2.	Instrucțiunea .NODESET .....	85
3.5.6.3.	Instrucțiunea .LOADBIAS .....	86
3.5.6.4.	Instrucțiunea .SAVEBIAS .....	86

3.5.7. Instrucțiuni de lucru cu fișiere .....	87
3.5.7.1. Includere de fișier (.INC) .....	87
3.5.7.2. Încărcarea unei biblioteci (.LIB) .....	88
3.5.8. Alte instrucțiuni .....	88
3.5.8.1. Definirea unei funcții (.FUNC) .....	88
3.5.8.2. Stabilirea opțiunilor (.OPTIONS) .....	89
3.6. Probleme de convergență a soluțiilor .....	91
4. Utilizarea programelor de simulare din pachetul ORCAD .....	94
4.1. Descrierea circuitului și a opțiunilor de simulare cu interfața grafică Capture .....	94
4.1.1. Fișiere generate în cadrul proiectului .....	95
4.1.2. Inițializarea unui nou proiect .....	95
4.1.3. Ferestrele din mediul Capture .....	96
4.1.4. Bare de butoane rapide .....	98
4.1.4.1. Bara de butoane rapide generală .....	98
4.1.4.2. Bara de butoane rapide a meniului <i>Place</i> .....	100
4.1.5. Plasarea și editarea componentelor .....	102
4.2. Editarea profilului de simulare .....	103
4.3. Prezentarea rezultatelor simulării .....	105
5. Aplicații .....	107
5.1. Puntea de curent continuu .....	107
5.1.1. Desenarea schemei .....	108
5.1.2. Calculul punctului de polarizare .....	111
5.1.3. Analiza în curent continuu .....	112
5.1.4. Analize parametrice .....	115
5.1.5. Analiza de sensibilitate .....	122
5.2. Traductor termorezistiv în punte .....	124
5.3. Realizarea unui subcircuit. Modelarea unui potențiomtru .....	127
5.4. Simularea surselor independente de regim tranzitoriu .....	132
5.4.1. Surse de tip PULSE .....	132
5.4.2. Surse de tip sinusoidal .....	133
5.4.3. Surse de tip exponențial .....	134
5.4.4. Surse de tip PWL .....	134
5.4.5. Surse de tip SFFM .....	134
5.5. Simularea surselor comandate .....	134
5.5.1. Sursa comandată de tip E .....	135
5.5.2. Sursa comandată de tip EPOLY .....	135
5.5.3. Sursa comandată ABM de tip expresie .....	136
5.5.4. Sursa comandată ABM de tip tabelar .....	137
5.5.5. Sursa comandată ABM sub forma transformatei Laplace .....	137
5.5.6. Sursa comandată ABM sub forma răspunsului la frecvență .....	139
5.5.7. Simularea unui semnal modulat în amplitudine utilizând surse comandate .....	140

5.5.8. Simularea unui semnal eșantionat utilizând surse comandate .....	141
5.6. Studiul circuitelor RLC .....	142
5.6.1. Analiza circuitului în frecvență .....	142
5.6.2. Regimul tranzitoriu .....	145
5.6.3. Descărcarea condensatorului prin bobină .....	146
5.7. Filtru pasiv trece jos de tip RC .....	147
5.8. Caracteristicile dispozitivelor semiconductoare .....	153
5.8.1. Caracteristicile diodelor redresoare .....	153
5.8.2. Caracteristicile diodelor Zener .....	156
5.8.3. Caracteristicile statice ale tranzistorului bipolar .....	157
5.8.4. Caracteristicile statice ale tranzistoarelor cu efect de câmp .....	161
5.8.4.1. Tranzistoare JFET .....	161
5.8.4.2. Tranzistoare MOSFET .....	162
5.8.5. Utilizarea dispozitivelor semiconductoare ca senzori de temperatură .....	162
5.8.5.1. Dioda ca senzor de temperatură .....	163
5.8.5.2. Tranzistorul bipolar ca senzor de temperatură .....	164
5.9. Proiectarea unui etaj de amplificare cu tranzistor bipolar .....	165
5.9.1. Alegerea componentelor și determinarea punctului static de polarizare .....	165
5.9.2. Evaluarea performanțelor circuitului .....	167
5.9.3. Analizele statistice Monte Carlo și Worst Case .....	168
5.10. Amplificatoare operaționale .....	174
5.10.1. Testarea AO în buclă deschisă .....	175
5.10.2. Importarea unor modele de AO de la producători.....	179
5.10.3. Testarea AO în conexiune inversoare .....	184
5.10.4. Testarea AO în conexiune neinversoare .....	185
5.10.5. Amplificator de instrumentație diferențial cu un AO .....	185
5.10.6. Amplificator de instrumentație diferențial cu 3 AO .....	187
5.10.7. Filtru activ Cebîșev .....	189
6. Aplicații complexe .....	192
6.1. Detectorul sincron .....	192
6.2. Traductor de temperatură cu senzor termorezistiv .....	196
6.3. Microvoltmetru de tensiune continuă cu modulare-demodulare .....	201

## Prefață

Dezvoltarea accentuată din ultimele decenii a tehnologiilor de vârf a fost posibilă datorită dezvoltării concomitente a instrumentelor software utilizate în proiectarea sistemelor tehnice. Programul PSpice este un astfel de instrument, care s-a dovedit de-a lungul timpului a fi extrem de eficient în proiectarea și simularea circuitelor electronice de uz general și industrial, atât pentru profesioniștii în domeniu cât și pentru amatorii pasionați de electronică. Circuitele care fac parte din aparatura de măsură și control pot fi considerate o categorie aparte de sisteme electronice, întrucât ele trebuie să aibă caracteristici și proprietăți speciale, care să confere instrumentului de măsură un grad ridicat de încredere metrologică și de fiabilitate. Evident, proiectarea acestor circuite necesită un nivel sporit de atenție din partea specialiștilor. Programul PSpice, prin calitatea modelelor matematice ale componentelor și prin exactitatea metodelor de soluționare a analizelor efectuate, oferă posibilitatea unei proiectări de calitate a circuitelor din componența instrumentelor de măsurare.

Lucrarea de față se dorește a fi un manual de inițiere în utilizarea programului PSpice. El este dedicat în principal proiectării și simulării circuitelor electrice și electronice care fac parte din instrumentația de măsură și control, dar conferă în final utilizatorului abilitatea de a folosi programul pentru circuite din orice domeniu al ingineriei electrice, indiferent de gradul de complexitate.

Manualul a fost conceput într-o manieră didactică, explicită, fiind destinat în primul rând studenților de la specializările orientate spre instrumentația de măsură și control, dar și specialiștilor în inginerie electrică și electronică, sau celor pasionați de acest domeniu.

Lucrarea este structurată pe 6 capitole. Primele două capitole fac o introducere în problematica proiectării asistate de calculator și prezintă regulile de bază ale programării în PSpice. În capitolul al 3-lea sunt prezentate instrucțiunile de bază ale programului PSpice, atât cele de descriere a componentelor cât și cele de comandă și control. Cu ajutorul acestor instrucțiuni, utilizatorul este capabil să realizeze un program de simulare în mod text, folosind un simulator oarecare din familia SPICE. Capitolul al 4-lea prezintă facilitățile oferite de pachetul de programe Orcad, prin care utilizatorul are posibilitatea descrierii în mod grafic și interactiv a circuitului de analizat și a specificării opțiunilor de simulare. Capitolul al 5-lea ilustrează, prin exemple grupate după tipurile de componente, circuite și analize, modul de manevrare a programului în sensul obținerii maximumului de eficiență și performanță în exploatare. În sfârșit, în capitolul al 6-lea se realizează o fixare a cunoștințelor dobândite, prin câteva exemple de complexitate mai ridicată, astfel încât prin parcurgerea acestei cărți, utilizatorul să fie capabil să-și construiască propriile aplicații.

Autorul



## INTRODUCERE ÎN PROIECTAREA ASISTATĂ DE CALCULATOR A CIRCUITELOR ELECTRONICE

Complexitatea circuitelor electronice curent utilizate în construcția instrumentației de măsură și control a atins un nivel atât de ridicat, încât folosirea metodelor manuale aproximative de proiectare și analiză a lor a devenit aproape imposibilă. În plus, pentru realizarea unui instrument de măsură de înaltă performanță este necesară luarea în considerare a unei multitudini de factori care intervin în perturbarea și alterarea rezultatelor obținute în urma măsurării, lucru care nu poate fi realizat decât prin simularea virtuală a acestor condiții cu ajutorul calculatorului.

Astfel, un factor important ce contribuie la existența erorilor de construcție a aparaturii de măsură și control îl constituie abaterea componentelor utilizate de la valoarea cu care a fost proiectat aparatul, abatere datorată atât toleranței de fabricație cât și influenței perturbațiilor exterioare, dintre care cea mai importantă fiind temperatura. Prin simulare se pot face analize și teste ale circuitelor electrice și electronice fără a fi necesară realizarea lor fizică, doar pornind de la relațiile matematice ce le guvernează. Mai mult, uneori se poate înțelege mai bine funcționarea acestor circuite, putându-se interveni ulterior chiar asupra principiilor de funcționare.

Principalele etape ce sunt de dorit de realizat în proiectarea cu ajutorul calculatorului a unui circuit electronic oricât de complex sunt următoarele:

- a) **Modelarea circuitului de proiectat** cu ajutorul elementelor de circuit ce sunt acceptate și definite în programul de simulare utilizat.
- b) **Analiza performanțelor** modelului de circuit. Majoritatea problemelor de analiză se rezolvă în două etape:
  - se scriu ecuațiile de echilibru pe baza celor două legi ale lui Kirchhoff și a ecuațiilor ce descriu elementele constitutive ale circuitului;
  - se rezolvă ecuațiile rezultate utilizând metode numerice adecvate.
- c) **Evaluarea și interpretarea rezultatelor** obținute la punctul b).

Dacă nu sunt îndeplinite cerințele de proiectare, se repetă pasul b) după ce, în prealabil, s-au făcut modificările ce se impun în circuit și/sau modelul matematic al elementelor. Reluarea în mod repetat a pașilor b) și c) înseamnă de fapt optimizarea



performanțelor circuitului în raport cu unul sau mai multe criterii de optimizare precizate.

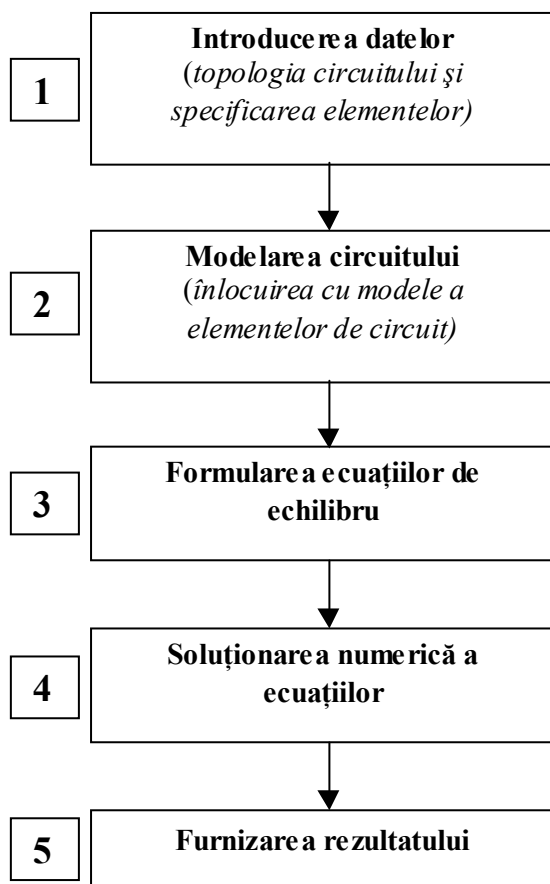
Utilizarea tehnicilor de simulare și proiectare cu ajutorul calculatorului prezintă o serie de avantaje după cum urmează:

- modificările și corecțiile aduse circuitului se pot realiza în stadii incipiente de proiectare, când costul acestor modificări nu este ridicat; se pot încerca și evalua diferite variante de proiectare.
- se elimină erorile fundamentale la începutul proiectării, ceea ce duce la scăderea timpului și costului. Se elimină astfel riscurile distrugerii fizice a componentelor datorită unor erori accidentale sau de fond.
- proiectarea se poate realiza fără existența fizică a unor elemente de circuit scumpe sau dificil de obținut, conducând la scăderea spectaculoasă a costului.
- rezultatele simulării se pot include în documentația de proiectare. Totodată, acestea pot fi utilizate atât pentru a îmbunătăți metodele de depanare a circuitului cât și pentru a ameliora structura acestuia în scopul depanării mai eficiente.
- în urma analizei funcționării, se poate proceda la optimizarea acestuia având în vedere diverse criterii, în special cele referitoare la performanțele metrologice ce se au în vedere.
- simulările repetate în diverse condiții și cu diverse valori de start permit o aprofundare a înțelegerii funcționării instrumentului.

Evident, simularea pe calculator a circuitelor nu exclude realizarea și testarea practică a lor. Confruntarea rezultatelor obținute în urma simulării cu cele obținute pe cale practică conduce la concluzii ce măresc eficiența și rigurozitatea activității de proiectare.

Orice program de proiectare asistată de calculator prezintă o structură reprezentată prin schema bloc din figura 1.1. Semnificația blocurilor componente este descrisă mai jos.

- 1.** Utilizatorul furnizează calculatorului informații legate de topologia rețelei, caracteristicile elementelor de circuit și tipurile de analiză ce urmează a fi rulate. În general, introducerea datelor trebuie să fie ușor de realizat. Ea se face fie în mod text, sub forma unor instrucțiuni, fie în mod grafic prin desenarea schemei circuitului. Programul detectează erorile de sintaxă și cele de circuit (bucle de surse independente de tensiune și / sau bobine ideale, secțiuni de condensatoare și / sau surse independente de curent, etc.). Tot în această secțiune se pot introduce indicații de rulare sau alte opțiuni.
- 2.** În această secțiune sunt procesate modelele dispozitivelor. Această etapă nu este în general necesară în cazul problemelor cu capacitate redusă de simulare sau a programelor cu caracter didactic, dar este foarte importantă în programele folosite efectiv la proiectarea circuitelor complexe. Astfel, dacă un dispozitiv (de ex. tranzistorul BC171) apare des în anumite circuite, este dificil de intro-



**Figura 1.1.** Structura unui program de simulare

dus de fiecare dată parametrii lui în program. De aceea programele de simulare posedă biblioteci interne ce conțin nenumărate modele de componente de la cei mai diferiți producători din lume. Modelele sunt în general create de producător și sunt furnizate fie ca anexe la foile de catalog disponibile la ora actuală pe CD-ROM-uri, fie la cererea firmei ce realizează programul de simulare. Modelele pot suferi îmbunătățiri din partea utilizatorilor. Există și posibilitatea creării propriei biblioteci de modele cu ajutorul unor programe specializate, pe baza parametrilor de catalog furnizați de producător.

Totodată, pentru modelele din biblioteca internă programul furnizează un set rezonabil de valori inițiale, implicite, ale parametrilor de model ai dispozitivului. În acest fel, un utilizator mai puțin experimentat nu se mai confruntă cu detalii de model, dacă acesta are o importanță redusă într-o primă soluționare a problemei.

**3.** In această etapă, programul generează ecuațiile de echilibru pentru rețeaua cu configurația topologică și valorile componentelor complet specificate. Pentru scrierea ecuațiilor de echilibru se folosesc următoarele metode:

- metoda nodală
- metoda hibridă
- metoda variabilelor de stare.

Orice rețea electrică se poate analiza pe baza a trei tipuri de ecuații:

- legea I a lui Kirchhoff
- legea a II-a a lui Kirchhoff
- caracteristicile elementelor

Acestea formează un sistem de ecuații: unele sunt ecuații algebrice liniare sau neliniare, altele sunt ecuații diferențiale neliniare. O dată scrise aceste sisteme, se trece la rezolvarea lor.

**4.** Rezolvarea sistemelor se face numeric. Pentru soluționarea ecuațiilor algebrice liniare se folosește metoda eliminării a lui Gauss și metoda factorizării LU. Pentru ecuațiile algebrice neliniare, care pot rezulta atât din metoda nodală cât și din cea hibridă, se folosește metoda Newton – Raphson și metoda aproximării liniare pe porțiuni. Pentru ecuațiile de stare neliniare, o soluție analitică nu e în general posibilă, apelându-se la metode iterative de integrare numerică.

**5.** Rezultatele se furnizează numeric sub formă tabelară sau prin reprezentare grafică sub formă de curbe sau grafice. Simularea permite proiectantului să găsească mult mai repede soluția optimă. Pentru aceasta se fac unele determinări, cum ar fi:

- punctul static de funcționare
- răspunsul la semnal mic
- răspunsul în regim tranzitoriu
- sensibilitatea la variația unor parametri de circuit
- comportarea componentelor în condițiile cele mai defavorabile
- efectul temperaturii, a zgomotului și a distorsiunilor
- comportarea în frecvență.

Analiza pe calculator a circuitelor electrice și electronice a fost inițiată încă din anii 1960. Complexitatea circuitelor era relativ redusă datorită limitărilor impuse de resursele calculatoarelor de atunci și de calitatea modelelor matematice ale elementele de circuit. Ulterior, odată cu perfecționarea modelelor, au apărut și algoritmi ce asigurau precizie și stabilitate mai bune precum și analize neliniare de curent continuu și în regim tranzitoriu.

Primele programe de simulare (TAP, ECAP, SCEPTRE) aveau numeroase limitări: lucrau în modul *batch*, memoria era scumpă și limitată, costul sistemului era ridicat. Complexitatea circuitului se limita la câteva sute de noduri și componente.

După 1970, se dezvoltă mai puternic partea hardware a calculatoarelor, tehnicile de gestionare a memoriei și algoritmi de calcul. Atunci apare în fază incipientă simulatorul SPICE, printre alte programe de simulare ca ASPEC, SYSCAP.

În prezent se dezvoltă a treia generație de simulatoare, care beneficiază de facilități multiple: grafică specială și de mare acuratețe, atât pentru definierea circuitului cât și pentru prezentarea grafică a rezultatelor, meniuri, ferestre. O serie de companii au apelat la programe clasice, altele și-au dezvoltat programe proprii, în general pentru uz intern (Motorola cu MTIME, IBM cu ASTAP, Intel cu ISPEC, etc.).

Simulatoarele au fost implementate pe calculatoare de tip PC/AT, în competiția producătorilor înscriindu-se Microsim cu PSPICE, Intusoft cu IsPICE, Technology Modelling Associates (TMA) cu AAT, ș.a.m.d. TMA a anunțat în 1991 programul RAPHAEL pentru calculul efectelor parazite induse prin interconectarea componentelor și a subansamblurilor. Alt program de vârf tot de-al lui TMA este compus dintr-un simulator de componente, PISCES-2B și unul de circuite, AAM. Cu acesta este posibilă realizarea unor modele mai realiste pentru componente, deoarece acestea include parametri interni ai componentelor, neprezenți în cataloage.

Există simulatoare specializate, de 100 – 1000 mai rapide decât cele generale, care analizează scheme analogice ce cuprind până la 50.000 de tranzistoare. De asemenea, analogiile electro-mecanice au permis abordarea cu ajutorul simulatoarelor și a unor sisteme electromecanice (de exemplu – motoare).

### PREZENTAREA GENERALĂ A PROGRAMULUI DE SIMULARE SPICE

*SPICE* este un acronim care provine de la *Simulation Program Integrated Circuit Emphasis* (Program de simulare a circuitelor integrate) și reprezintă un program de simulare a circuitelor electrice și electronice de uz general. Programul original SPICE a fost dezvoltat în Laboratorul de Cercetări Electronice de la Universitatea Berkeley din California și pus la dispoziția publicului în anul 1975 (SPICE 2). De-a lungul anilor programul s-a dezvoltat, s-a îmbogățit cu numeroase variante și a devenit chiar un standard în mediile industriale și universitare. Sunt disponibile mai multe pachete software care implementează SPICE pe calculatoare personale (PC) sau stații de lucru. Dintre acestea cel mai cunoscut este PSPICE, introdus de firma MicroSim în anii '80 ca o versiune de SPICE special destinată utilizării pe calculatoare personale și, mai recent, programul SPICE (P Spice AD) din cadrul pachetului de programe OrCAD. În cele ce urmează ne vom referi numai la varianta pentru calculatoare personale, P Spice.

Cu ajutorul programului P Spice, proiectanții de circuite electronice pot simula funcționarea acestora fără a fi necesară realizarea lor fizică, având posibilitatea observării formelor și valorilor tensiunilor și curenților din circuit, evoluția lor în diverse condiții de influență a temperaturii și a zgomotului sau modificării toleranțelor componentelor, având ca scop în final optimizarea funcționării și obținerea maximumului de performanțe. Programul realizează câteva tipuri de analize absolut necesare proiectării optime a unui circuit, cum ar fi:

- analize neliniare în curent continuu: calculează curba de transfer în c.c.
- analize neliniare de regim tranzitoriu și analiza Fourier: calculează tensiunile și curenții ca funcții de timp la aplicarea de semnal mare.
- analize liniare de curent alternativ: calculează ieșirea ca funcție de frecvență, în urma căreia se trasează diagramele Bode.
- analize de zgomot
- analize parametrice
- analize statistice de tip Monte Carlo și cazul cel mai defavorabil

Toate aceste analize se fac pe baza topologiei circuitului furnizate de proiectant și a ecuațiilor de model date pentru fiecare element de circuit în parte. Modelele dispozitivelor sunt disponibile într-o serie de biblioteci cu care se instalează programul sau care se pot descărca de pe paginile web ale producătorilor de componente. PSpice furnizează modele pentru o largă varietate de componente pasive și active, tranzistoare, diode, amplificatoare operaționale, comparatoare, convertoare A/D și D/A sau circuite digitale de la producători tradiționali cum ar fi: Analog Devices, Texas Instruments, Siemens, Comlinear, Harris, Motorola, National Semiconductor, Philips, etc. De asemenea, orice utilizator își poate crea propria bibliotecă prin dezvoltarea de modele bazate pe caracteristicile dispozitivelor preluate din foile de catalog sau prin descărcarea acestora direct de la producător. Calitatea modelelor diferă de la producător la producător în sensul apropierii comportării acestora prin simulare de caracteristicile lor reale, însă producătorii fac eforturi în continuare pentru îmbunătățirea modelelor și luarea în considerație a cât mai multor parametri de simulare.

Un circuit PSpice poate conține următoarele elemente de circuit de bază:

- surse independente de tensiune și de curent
- rezistențe
- condensatoare
- bobine simple sau cuplate
- linii de transmisie
- comutatoare
- diode
- tranzistoare bipolare sau cu efect de câmp
- amplificatoare operaționale
- porți digitale
- etc.

Pe lângă acestea, bibliotecile mai conțin circuite complexe prezentate ca subcircuite analogice, digitale, sau mixte, cum ar fi: convertoare A/D și D/A, bistabile, numărătoare, multiplexoare, stabilizatoare de tensiune, monostabile, tiristoare, modele de motoare, oscilatoare cu cuarț, etc.

În principal, analiza unui circuit implică 3 etape:

1. introducerea datelor, prin specificarea elementelor de circuit, a topologiei circuitului, a tipurilor de analiză dorite și a unor opțiuni
2. rularea simulării
3. vizualizarea și interpretarea rezultatelor.

1. Introducerea datelor legate de circuit se poate face în două moduri:

- a. **In mod text**, pentru variantele mai vechi ale programului, care rula sub sistemul de operare MS-DOS. În acest mod utilizatorul scrie un fișier de intrare, ce cuprinde instrucțiuni de descriere a elementelor și a topologiei circuitului denumite instrucțiuni PSpice, precum și comenzile de execuție și control a simulării. De fapt simulatorul este

programat să citească și să interpreteze doar instrucțiuni PSpice cuprinse în fișiere text, chiar dacă acestea sunt create cu ajutorul interfețelor grafice. Modul de scriere a unui fișier de intrare este prezentat în amănunt în cadrul capitolului 3.

- b. **In mod grafic**, pentru variantele sub Windows, utilizând interfețe grafice interactive, prin care utilizatorul introduce datele prin desenarea schemei circuitului, fără a fi nevoie să scrie minuțioase linii de program. Specificarea tipurilor de analiză care se doresc a fi efectuate se face de asemenea prin ferestre interactive, ceea ce oferă o abordare mult mai prietenoasă a programării și reducerea substanțială a erorilor de sintaxă. Cea mai răspândită la momentul actual interfață grafică de descriere a circuitului este *Capture* a pachetului de programe Orcad, succesoarea interfeței *Schematics* a firmei Microsim. În realitate, oricare ar fi interfața grafică de descriere a circuitului, programul generează o serie de fișiere text, în care circuitul este dat tot sub formă de instrucțiuni PSpice. Prezentarea modului de lucru cu aceste interfețe este dată în capitolul 4.
2. După ce toate informațiile legate de topologia circuitului și de tipurile de analiză au fost introduse, se lansează în execuție programul de simulare. Întâi programul verifică eventualele erori de sintaxă și alte condiții inițiale (existența buclelor de bobine și/sau surse de tensiune, a nodurilor flotante, existența masei, etc.). În continuare, programul formulează seturile de ecuații pe baza legilor circuitelor electrice, a topologiei circuitului și a relațiilor constitutive corespunzătoare modelelor matematice ale elementelor. Tipul sistemelor de ecuații diferă în funcție de tipul analizei ce se efectuează și de natura circuitului. Astfel, pentru calculul punctului static de funcționare (**Operation Point - OP**) și în cazul analizei de curent continuu (**Direct Current - DC**) sistemul de ecuații care se construiește este un sistem de ecuații algebrice neliniare. Pentru analiza în domeniul frecvență (**Alternating Current - AC** sau analiza de semnal mic) toate elementele neliniare sunt „liniarizate”, adică sunt înlocuite cu echivalentele lor liniare în jurul punctului static de funcționare, circuitul devenind unul liniar. În acest caz sistemul de ecuații este un sistem de ecuații algebrice liniare. Pentru analiza în regim tranzitoriu (în domeniul timp) circuitul este caracterizat de un sistem de ecuații diferențiale neliniare. Tipul sistemelor de ecuații mai poate diferi și în funcție de modelele utilizate pentru elementele de circuit precum și de algoritmi utilizați în cadrul unei analize. De exemplu, dacă într-un circuit dispozitivele neliniare sunt modelate cu caracteristici liniarizate pe porțiuni, atunci, pentru calculul OP, la fiecare iterație, sistemul de ecuații este unul algebric liniar.

După scrierea sistemului de ecuații, se trece la rezolvarea acestuia. Metodele de rezolvare sunt iterative și trebuie să aibă o convergență cât mai bună și să conțină un număr cât mai mic de înmulțiri și împărțiri, pentru a se consuma cât mai puțin timp la simulare și cât mai puțin din resursele

calculatorului. Majoritatea analizelor necesită rezolvarea sistemului în mai multe puncte dintr-un interval. În general, sistemele de ecuații algebrice liniare se rezolvă eficient prin tehnicile de substituție și eliminare gaussiană; sistemele de ecuații algebrice neliniare se rezolvă eficient cu ajutorul algoritmilor iterativi din clasa algoritmilor de punct fix (de exemplu, algoritmul Newton – Raphson); sistemele de ecuații diferențiale neliniare întâlnite în cazul analizei în domeniul timp sunt rezolvate prin diverse metode de integrare numerică.

3. După rezolvarea ecuațiilor, programul furnizează rezultatele sub forma tuturor tensiunilor nodale și a curenților prin laturile circuitului. Rezultatele se prezintă sub formă numerică, în fișiere text, pentru anumite tipuri de analize (de ex. OP, TF, SENS, MC) sau sub formă de grafice formate din valori în punctele calculate, afișate într-o fereastră de prezentare specială, ce aparține de asemenea simulatorului. Toate rezultatele pregătite pentru prezentare grafică sunt memorate în niște fișiere ce pot fi citite doar de programul PSpice. Pe baza acestor rezultate, a formelor de undă, utilizatorul ia decizii în privința ajustării valorii componentelor, a toleranțelor acestora sau chiar a topologiei circuitului în scopul optimizării și obținerii celor mai bune performanțe.

### **Condiții pentru topologia circuitului**

Pentru ca analiza unui circuit să se facă corect, topologia acestuia trebuie să respecte următoarele reguli:

- în fiecare nod trebuie să se întâlnească cel puțin două elemente conectate, excepție făcând nodurile liniilor de transmisie și ale substraturilor la MOS-FET. Dacă un nod rămâne legat doar la un singur element, nu se poate scrie legea I a lui Kirchhoff, simulatorul oprește analiza și afișează în fișierul de ieșire mesajul:

*Less than 2 connections at node ...*

- pentru fiecare nod trebuie să existe cel puțin o cale de curent continuu la masă, cu o rezistență proprie; acolo unde această cale nu există, spunem că nodul este *flotant* și simulatorul nu poate utiliza metoda potențialelor la noduri la scrierea ecuațiilor. În acest caz se va conecta între nod și masă o rezistență de valoare foarte mare (de ex. 100 GΩ), care să nu influențeze funcționarea circuitului. Simulatorul afișează în fișierul de ieșire mesajul:

*Node ... is floating*

- circuitul nu poate conține o buclă formată numai din surse de tensiune și / sau inductanțe ideale (bucla are astfel rezistență ohmică zero și nu se poate aplica metoda curenților de buclă). Acolo unde există astfel de situații, se va conecta



pe buclă o rezistență cu valoare ohmică foarte mică (de ex.  $0,001\Omega$ ), care să nu influențeze funcționarea circuitului.

- circuitul nu poate conține o secțiune formată numai din surse de curent și / sau condensatoare ideale, caz în care nodul respectiv ar apărea ca flotant; acolo unde există o asemenea situație, se conectează rezistențe de valori foarte mari în paralel cu sursele respective.
- pentru analiză, simulatorul folosește metoda potențialelor la noduri. Din această cauză, fiecare nod trebuie să primească un nume (format din caractere sau numere naturale și nu neapărat secvențiale). Aceste nume pot fi stabilite de către utilizator, sau sunt atribuite automat de către program în momentul creării fișierului „netlist” .NET și fișierului „alias” .ALS. Ca masă este considerat implicit nodul zero.

La specificarea valorii componentelor, atunci când se utilizează mulți și submulți ai unității de măsură, se folosesc o serie de simboluri ca sufixe ce se scriu imediat după valoare și lipită de ea. Nu contează dacă se scriu cu litere mari sau mici. Lista de simboluri este dată în tabelul 2.1.

**Tabelul 2.1**

Simbol	Factor de scalare	Nume
f	$10^{-15}$	femto-
p	$10^{-12}$	pico-
n	$10^{-9}$	nano-
u	$10^{-6}$	micro-
mil	$25.4 \cdot 10^{-6}$	--
m	$10^{-3}$	mili-
k	$10^{+3}$	kilo-
meg	$10^{+6}$	mega-
g	$10^{+9}$	giga-
t	$10^{+12}$	tera-

Nu este necesară specificarea expresă a unității de măsură, ci doar a sufixului. Unitatea este luată implicit prin recunoașterea tipului de componentă.

**Exemple:**  $100\text{pF} \equiv 100\text{p}$ ,  $6.8\text{k}\Omega \equiv 6.8\text{k}$ ,  $10\text{mV} \equiv 10\text{m}$ .

### REALIZAREA PROGRAMELOR SPICE IN MODUL TEXT

În variantele mai vechi ale programului PSpice, descrierea circuitului de analizat, precum și specificarea analizelor și comenzilor era făcută în mod text, prin elaborarea unor instrucțiuni specifice incluse într-un program denumit program PSpice. Deși astăzi lucrurile au evoluat, în sensul că au apărut interfețele grafice prin care circuitul este prezentat mult mai intuitiv sub forma sa schematică, simulatorul interpretează la compilare tot seturi de instrucțiuni text, după formatul elaborat inițial de inventatorii programului, pe care interfața grafică le creează. De aceea, pentru a înțelege mecanismele de simulare și pentru a putea uneori interveni în program asupra unor elemente și parametri care nu pot fi controlați prin interfața grafică, am găsit de cuviință să prezentăm în continuare și modul în care se realizează un program PSpice în original, modul text.

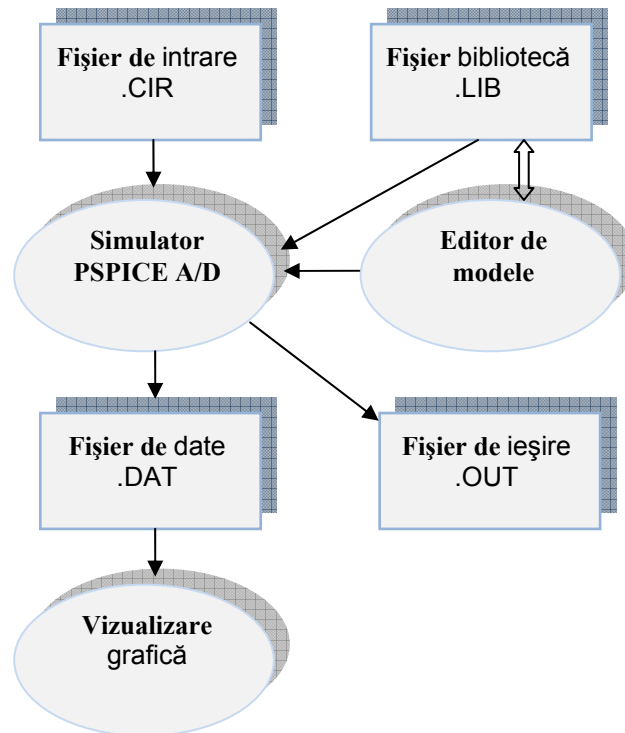
#### 3.1. Arhitectura programului PSpice

În figura 3.1 este prezentată arhitectura programului PSpice. Ea reprezintă modul de interacționare dintre simulator cu programele adiacente, editorul de modele și programul de vizualizare grafică a rezultatelor, cât și cu fișierele pe care le utilizează.

#### 3.2. Fișiere utilizate în PSpice

##### 3.2.1. Fișierul de intrare .CIR

Fișierul de intrare sau fișierul sursă, cu extensia .CIR, este scris de utilizator și conține, după cum am arătat, toate elementele necesare identificării și descrierii circuitului, inclusiv tipurile de analiză ce se doresc a fi efectuate.



**Figura 3.1.** Arhitectura programului PSpice

Fișierul de intrare este organizat astfel:

- prima linie de fișier este rezervată pentru titlu; pe ea nu se vor descrie elemente de circuit sau comenzi;
- începând cu linia a doua se pot insera instrucțiuni de descriere a componentelor, instrucțiuni de comandă și control. Nu există o ordine preferențială, liniile de comandă putând alterna cu liniile pentru dispozitivele de circuit.
- în fișierul de intrare este bine să se introducă linii de comentariu ori de câte ori este necesar pentru a se face anumite precizări sau observații în legătură cu circuitul sau cu comenzile care se introduc.
- ultima linie a fișierului este comanda .END, care este o instrucțiune de sfârșit.

Exemplu de fișier de intrare:

```

Punte Wheatstone
R1 1 2 100
R2 2 3 150
R3 1 0 {r}; rezistenta variabila
  
```

```
R4 3 0 50
V1 2 0 10
.PARAM r 100
.DC LIN V1 0 10 0.1
.PROBE
.END
```

### 3.2.2. Fișierul bibliotecă de modele .LIB

Aceste tipuri de fișiere au extensia .LIB și se găsesc fie în directorul *Library* al programului PSpice, fie sunt fișiere create de utilizator și depozitate într-un director propriu. Ele sunt scrise în format text și pot fi editate cu orice editor de texte (de ex. WordPad). Fișierele .LIB conțin modele de componente sau subcircuite create fie cu instrucțiunea de modelare .MODEL, fie ca subcircuite încadrate între instrucțiunile .SUBCKT și .ENDS. Includerea acestor fișiere în program se face cu instrucțiunea .LIB „*nume fișier*”. Modelele sunt apelate de simulator la întâlnirea numelui acestora în program. Mai multe detalii sunt date la § 3.5.7.

De regulă, în funcție și de variantă, programul PSpice se instalează cu un număr de biblioteci conținând mii de componente provenind de la marii producători mondiali. Aceste biblioteci se actualizează permanent cu noi produse și cu noi modele, din ce în ce mai performante. Multe modele sunt disponibile direct pe paginile web ale producătorilor, de unde pot fi descărcate și incluse în bibliotecile proprii. Se recomandă a nu se modifica bibliotecile originale ale programului, ci să se creeze biblioteci proprii, personalizate.

### 3.2.3. Fișierul de ieșire .OUT

Acesta este un fișier creat de simulator în timpul compilării și execuției simulării. Este scris în format ASCII și conține informații referitoare la:

- fișierul de intrare .CIR
- sintaxa comenzilor de simulare și opțiuni
- expandarea subcircuitelor și valorile tuturor parametrilor de model (la cerere)
- rezultatele analizelor care se dau numai în mod alfanumeric: .OP, .TF, .SENS, .FOUR, .PLOT, etc.
- avertizările și erorile apărute eventual în timpul compilării și analizei circuitului

Conținutul său este determinat de:

- tipul analizei care se rulează
- opțiunile selectate

În acest fișier se specifică la sfârșit timpul total consumat pentru efectuarea analizei și puterea totală disipată în circuit. Fișierul de ieșire este foarte util în depanarea programului, deoarece conține toate erorile apărute în timpul compilării.

### 3.2.4. Fișierul de date .DAT

Acest fișier conține datele obținute în urma simulării, într-un format pe care îl poate citi subprogramul PROBE. PROBE citește automat acest fișier și afișează în mod grafic curbele tensiunilor nodale sau ale curenților prin laturile circuitului specificați. Afișorul grafic PROBE poate porni automat la finalizarea simulării sau poate lucra independent de restul programului, cu condiția să găsească fișierul .DAT pe care să-l poată citi. Dimensiunea lui depinde de numărul punctelor de simulare și este de regulă cel mai mare dintre toate fișierele generate de PSpice.

### 3.3. Instrucțiunile programului PSpice

Pentru efectuarea simulării unui circuit electronic, utilizatorul descrie circuitul de analizat printr-o serie de instrucțiuni specifice, incluse în fișierul de intrare sau *fișierul sursă*. Un program PSpice conține următoarele elemente, scrise nu neapărat în această ordine:

- o instrucțiune de titlu
- linii de comentariu
- instrucțiuni de descriere a elementelor
- instrucțiuni de model
- instrucțiuni de comandă și control
- o instrucțiune de sfârșit de program

O instrucțiune PSpice este alcătuită din câmpuri, care sunt șiruri de caractere alfanumerice care trebuie să fie scrise legat în interiorul unui câmp. Câmpurile sunt despărțite de separatori. Formatul este liber, adică nu există în linia alocată locuri fixe, prestabilite pentru câmpuri. Ordinea câmpurilor este însă obligatorie.

Exemplu de instrucțiune:

```
R14 Nod1 Nod2 4.7k TC1=2.5E-3 TC2=0.67E-5
```

La scrierea programului trebuie respectate următoarele definiții și convenții:

- Singurele simboluri permise pentru scrierea instrucțiunilor sunt literele mari sau mici (PSpice nu face distincție între literele mari și cele mici), cifrele de la 0 la 9 (dar nu ca indici) și următoarele semne speciale:
  - punctul cu valoare de virgulă zecimală sau semn pentru începutul instrucțiunilor de model, de comandă și control;
  - , virgula, separator;
  - = semnul egal, separator;
  - ( sau ) parantezele rotunde, separatori;
  - semnul minus, utilizat pentru numere negative;

- + semnul plus, pentru continuarea unei instrucțiuni pe linie nouă
- \* asterisc, marchează începutul unei instrucțiuni de comentariu
- ; comentariu în interiorul unei linii
- Literele grecești și indicii se folosesc numai în comentarii.
- Părțile opționale ale instrucțiunilor vor fi încadrate între semnele [ și ]. Aceste semne sunt doar indicații de sintaxă și nu se introduc în instrucțiune.

Dacă spațiul unei linii, care poate fi de maximum 80 de caractere, inclusiv separatorii, nu poate cuprinde toate câmpurile unei instrucțiuni, se poate continua pe linia următoare, punându-se la începutul ei semnul plus “+”.

### **3.3.1. Instrucțiunea de titlu**

Reprezintă prima instrucțiune din program, căreia îi este alocată prima linie.

Textul acestei instrucțiuni este un nume oarecare dat circuitului, format dintr-o succesiune de caractere alfanumerice. Deoarece aceste caractere nu se iau în considerare la analiză, nu există restricții în privința lor.

Titlul va fi tipărit de fiecare dată în fiecare secțiune a fișierului, împreună cu rezultatele obținute la analiza efectuată. Instrucțiunea de titlu este întotdeauna ignorată de calculator. Dacă se uită să se pună, calculatorul va interpreta prima instrucțiune ca titlu.

### **3.3.2. Instrucțiunea de sfârșit de program**

Programul se termină întotdeauna cu o instrucțiune de sfârșit. Sintaxa acesteia este:

**.END**

Dacă se omite această instrucțiune, se întrerupe execuția programului.

### **3.3.3. Linii de comentariu**

Acestea încep cu semnul \* și se utilizează pentru inserarea de note explicative în cadrul programului. Se pot introduce orice tip de caractere deoarece, ca și instrucțiunea de titlu, nu sunt luate în considerare de către program. Comentarii se pot introduce și pe parcursul altei instrucțiuni cu condiția ca acestea să fie despărțite de restul instrucțiunii de semnal „;”.

### **3.3.4. Instrucțiuni de descriere a elementelor de circuit**

Fiecare element de circuit se descrie printr-o instrucțiune specifică, care are următoarele câmpuri obligatorii:

- numele elementului de circuit
- nodurile de conectare în circuit
- valorile parametrilor caracteristici

O instrucțiune specifică poate să conțină și câmpuri opționale. La scrierea sintaxei, convenim să notăm aceste câmpuri între paranteze drepte. Aceste semne nu se introduc însă în instrucțiune. Dacă nu se specifică aceste câmpuri, programul va considera valorile implicite ale parametrilor.

*Numele elementului* începe întotdeauna cu o literă specifică (de exemplu **R** pentru rezistor, **Q** pentru tranzistor bipolar, etc.), urmată de un nume format din maximum 7 litere sau cifre, în același câmp, fără separatori.

*Nodurile* din instrucțiune sunt cele precizate în circuit.

*Valorile parametrilor* trebuie urmate de unitățile de măsură. Unitățile de măsură sunt implicite (V, A, ohm, H, Hz, F). Pentru a nu greși, este indicat să nu se scrie unitatea de măsură. Ele pot fi scalate folosindu-se sufixele din tabelul 2.1. Sufixe se scriu imediat după valoare, fără separatori.

### 3.3.5. Instrucțiuni de comandă și control

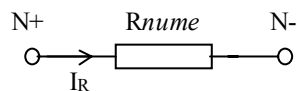
Prin intermediul acestor instrucțiuni, utilizatorul furnizează simulatorului informații despre analizele care vor fi realizate, parametrii acestora, modul de control al rezultatelor, parametri de model, fixarea unor condiții inițiale, etc. Fiecare instrucțiune de acest fel are un format specific, care va fi discutat în secțiunile care urmează.

## 3.4. Instrucțiuni de descriere a elementelor de circuit

### 3.4.1. Componente pasive

#### 3.4.1.1. Rezistorul

Reprezentarea simbolică a rezistorului este dată în figura 3.2.



**Figura 3.2.** Reprezentarea simbolică a rezistorului

Forma generală a instrucțiunii de descriere a rezistorului în PSpice este:

**Rnume N+ N- [nume\_model] valoare [TC=TC1, [TC2]]**

Forma modelului:

### **.MODEL nume\_model RES parametri\_de\_model**

- **Rnume** este numele elementului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera R.
- **N+ și N-** sunt nodurile de legare a rezistorului în circuit. Acestea definesc polaritatea tensiunii la borne care este potențialul nodului N+ minus potențialul nodului N-. Sensul curentului este considerat pozitiv de la N+ la N-.
- **[nume\_model]** este numele modelului, dat de utilizator. Dacă se folosește acest câmp, numele modelului trebuie să se regăsească în instrucțiunea de model asociată.
- **valoare** este valoarea rezistorului, setată direct în instrucțiunea de definire. Dacă se utilizează modelul, valoarea este afectată de parametrii de model. În general, aceasta este pozitivă. În nici un caz nu poate fi zero. Există totuși cazuri când se utilizează pentru valoare un număr negativ. Aceasta se întâmplă mai des în proiectarea filtrelor în care se analizează un circuit RLC echivalent cu un circuit real. PSpice permite valori negative pentru rezistor la calculul punctului de polarizare, la analiza în c.c. (.DC), la analiza de tip .AC și analiza de zgomot. Analiza tranzitorie nu permite utilizarea de elemente cu valori negative. Acestea pot crea instabilități în timp, care duc la divergența analizei.
- **TC1 și TC2** sunt coeficienți de temperatură care pot fi specificați în instrucțiunea de descriere, și a căror contribuție se vede în ecuația de descriere a elementului. Dacă se utilizează modelul, atunci coeficienții din .MODEL sunt cei luați în considerare. Valorile implicite ale lui TC1 și TC2 sunt zero. Pentru acești coeficienți nu se pot utiliza expresii. Parametrii de model sunt dați în tabelul 3.1.

**Tabelul 3.1**

<b>Parametrul de model</b>	<b>Descriere</b>	<b>Unitate de măsură</b>	<b>Valoare implicită</b>
R	coeficient de multiplicare a valorii		1
TC1	coeficientul de temperatură liniar	1/°C	0
TC2	coeficient de temperatură pătratic	1/°C	0
TCE	coef. de temperatură exponențial	%/°C	0
T_ABS	temperatura absolută	°C	
T_MEASURED	temperatura măsurată	°C	
T_REL_GLOB AL	relativ la temperatura curentă	°C	

#### **Ecuțiile de descriere a elementului**

1. Dacă în model este inclusă valoarea lui TCE, atunci rezistența este dată de relația:

$$\text{rezistența} = \text{valoare} \cdot R \cdot 1,01^{TCE(T - T_{nom})} \quad (3.1)$$



2. Dacă în model nu se specifică valoarea lui TCE, atunci rezistența este dată de:

$$rezistența = valoare \cdot R \cdot \left[ 1 + TC1(T - Tnom) + TC2(T - Tnom)^2 \right] \quad (3.2)$$

3. Zgomotul este calculat considerând o bandă de trecere de 1 Hz. Rezistorul generează zgomot termic utilizând următoarea densitate spectrală de putere:

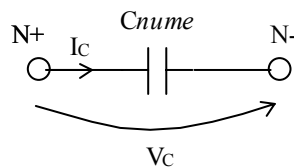
$$i^2 = \frac{4kT}{rezistența} \quad (3.3)$$

### Exemple

- Rsarcina 1 2 10k
- R1 101 0 2.7meg TC=0.23 0.014
- Rbucla 2 8 Rmodel 10k  
.MODEL Rmodel RES TCE=2.1

### 3.4.1.2. Condensatorul

Reprezentarea simbolică a condensatorului este cea din figura 3.3.



**Figura 3.3.** Reprezentarea simbolică a condensatorului

Forma generală a instrucțiunii de descriere a condensatorului în PSpice este:

**Cnume N+ N- [nume\_model] valoare [IC=valoare\_inițială]**

Forma modelului:

**.MODEL nume\_model CAP parametri\_de\_model**

- **Cnume** este numele elementului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera C.
- **N+ și N-** sunt nodurile de legare a condensatorului în circuit. Acestea definesc polaritatea tensiunii la borne care este potențialul nodului N+ minus potențialul nodului N-. Așadar, atenție la condensatoarele polarizate: primul nod este armătura pozitivă! Sensul curentului este de la N+ la N-.

- **[nume\_model]** este numele modelului, dat de utilizator. Dacă se folosește acest câmp, numele modelului trebuie să se regăsească în instrucțiunea de model asociată.
- **valoare** este valoarea capacității condensatorului, setată direct în instrucțiunea de definire. Dacă se utilizează modelul, valoarea este afectată de parametrii de model. În general, aceasta este pozitivă. În nici un caz nu poate fi zero. Există totuși cazuri când se utilizează pentru valoare un număr negativ. Aceasta se întâmplă mai des în proiectarea filtrelor în care se analizează un circuit RLC echivalent cu un circuit real. PSpice permite valori negative pentru capacitate la calculul punctului de polarizare, la baleierea în c.c. (.DC), la analiza de tip .AC și analiza de zgomot. Analiza tranzitorie nu permite utilizarea de elemente cu valori negative. Acestea pot crea instabilități în timp, care duc la divergența analizei.
- **valoare inițială** reprezintă valoarea inițială a tensiunii de la bornele condensatorului care se ia în considerare la calculul punctului inițial de polarizare. Se utilizează în special în analiza de regim tranzitoriu, pentru a ajuta programul să găsească mai repede soluția finală. **Valoare inițială** este luată în considerare dacă în instrucțiunea .TRAN se specifică cuvântul cheie UIC. Această valoare se mai poate stabili și cu ajutorul instrucțiunii .IC. Parametrii de model sunt dați în tabelul 3.2.

**Tabelul 3.2.**

Parametrul de model	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
C	coeficient de multiplicare a valorii		1
TC1	coeficientul de temperatură liniar	1/°C	0
TC2	coeficient de temperatură pătratic	1/°C	0
T_ABS	temperatura absolută	°C	
T_MEASURED	temperatura măsurată	°C	
T_REL_GLOBAL	relativ la temperatura curentă	°C	
VC1	coeficientul de tensiune liniar	V <sup>-1</sup>	0
VC2	coeficientul de tensiune pătratic	V <sup>-1</sup>	0

#### **Ecuațiile de descriere a elementului**

Dacă se specifică toți parametrii de model, atunci capacitatea este dată de relația:

$$\begin{aligned}
 \text{capacitate} = \text{valoare} \cdot C \cdot & \left[ 1 + VC1 \cdot V + VC2 \cdot V^2 \right] \cdot \\
 & \left[ 1 + TC1(T - Tnom) + TC2(T - Tnom)^2 \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

Condensatorul nu are un model de zgomot.

### Exemple

- Cparalel 1 2 20pF
- C10 2 0 100u IC=9.4V
- Ccuplaj 13 18 Cmodel 10n  
.MODEL Cmodel CAP (TC1=0.2 TC2=0.03)

### 3.4.1.3. Bobina

Reprezentarea simbolică a bobinei este cea din figura 3.4.

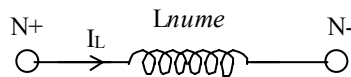


Figura 3.4. Reprezentarea simbolică a bobinei

Forma generală a instrucțiunii de descriere a bobinei în PSpice este:

**Lnume N+ N- [nume\_model] valoare [IC=valoare\_inițială]**

Forma modelului:

**.MODEL nume\_model IND parametri\_de\_model**

- **Lnume** este numele elementului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera L.
- **N+ și N-** sunt nodurile de legare a bobinei în circuit. Acestea definesc polaritatea tensiunii la borne care este potențialul nodului N+ minus potențialul nodului N-. Sensul pozitiv al curentului prin bobină este de la N+ la N-.
- **[nume\_model]** este numele modelului, dat de utilizator. Dacă se folosește acest câmp, numele modelului trebuie să se regăsească în instrucțiunea de model asociată.
- **valoare** este valoarea inductanței bobinei, setată direct în instrucțiunea de definire. Dacă se utilizează modelul, valoarea este afectată de parametrii de model. În general, aceasta este pozitivă. În nici un caz nu poate fi zero. Există totuși cazuri când se utilizează pentru valoare un număr negativ. Aceasta se întâmplă mai des în proiectarea filtrelor în care se analizează un circuit RLC echivalent cu un circuit real. PSpice permite valori negative pentru capacitate la calculul punctului de polarizare, la baleierea în c.c. (.DC), la analiza de tip .AC și analiza de zgomot. Analiza tranzitorie nu permite utilizarea de elemente cu valori negative. Acestea pot crea instabilități în timp, care duc la divergența analizei.
- **valoare inițială** reprezintă valoarea inițială a curentului prin bobină, care se ia în considerare la calculul punctului inițial de polarizare. Se utilizează în special

în analiza de regim tranzitoriu, pentru a ajuta programul să găsească mai repede soluția finală. **Valoare inițială** este luată în considerare dacă în instrucțiunea .TRAN se specifică cuvântul cheie UIC. Această valoare se mai poate stabili și cu ajutorul instrucțiunii .IC. Parametrii de model sunt dați în tabelul 3.3.

**Tabelul 3.3.**

Parametrul de model	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
L	coeficient de multiplicare a valorii		1
TC1	coeficientul de temperatură liniar	1/°C	0
TC2	coeficient de temperatură pătratic	1/°C	0
T_ABS	temperatura absolută	°C	
T_MEASURED	temperatura măsurată	°C	
T_REL_GLOBA L	relativ la temperatura curentă	°C	
IL1	coeficientul de curent liniar	A <sup>-1</sup>	0
IL2	coeficientul de curent pătratic	A <sup>-1</sup>	0

#### Ecuatiile de descriere a elementului

Dacă se specifică toți parametrii de model, atunci inductanța este dată de relația:

$$\begin{aligned}
 \text{inductanta} = \text{valoare} \cdot L \cdot & \left[ 1 + IL1 \cdot I + IL2 \cdot I^2 \right] \cdot \\
 & \cdot \left[ 1 + TC1(T - Tnom) + TC2(T - Tnom)^2 \right]
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Bobina nu are un model de zgomot.

#### Exemple

- Lserie 1 2 20mH
- L2 3 0 100u IC=100mA
- Lpar 13 18 Lmodel 0.5  
.MODEL Lmodel IND (IL1=0.2 TC1=0.03)

#### 3.4.1.4. Bobine cuplate (transformator)

Reprezentarea simbolică a bobinelor cuplate este cea din figura 3.5.

Forma generală a instrucțiunii de descriere a bobinelor cuplate în PSpice este:

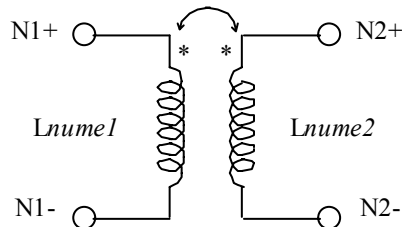
***Knume Lnume1 Lnume2 valoare\_cuplaj***

sau

***Knume Lnume1 Lnume2 valoare\_cuplaj nume\_model***

Forma modelului:

**.MODEL nume\_model CORE parametri\_de\_model**



**Figura 3.5.** Reprezentarea simbolică a transformatorului

Acest dispozitiv se utilizează pentru a defini cuplajul dintre două bobine, ca și modele de miezuri magnetice neliniare (CORE) ce iau în considerare efectele de histerezis.

- ***Knume*** este numele cuplajului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera K.
- ***Lnume1*** și ***Lnume2*** sunt bobinele cuplate. Acestea trebuie definite anterior, prin instrucțiunea de tip L. Începutul înfășurărilor este determinat de primul nod și nu de ordinea din instrucțiunea de definire a lui K.
- ***valoare\_cuplaj*** este coeficientul de cuplaj mutual. Are valori cuprinse între 0 și 1. Acest coeficient este definit de ecuația:

$$\text{coeficient\_cuplaj} = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} \quad (3.6)$$

unde  $L_i$ ,  $L_j$  sunt inductanțele proprii ale bobinelor, iar  $M_{ij}$  este inductanța lor mutuală.

Pentru transformatoarele cu geometrie normală, se folosește valoarea 1. Valori mai mici de 1 apar în transformatoare cu aer sau la care miezul prezintă întrefier.

Valoarea negativă a coeficientului de cuplaj implică inversarea polarității.

- ***nume\_model*** este numele modelului, dat de utilizator. Dacă se folosește acest câmp, numele modelului trebuie să se regăsească în instrucțiunea de model asociată. Dacă ***nume\_model*** este prezent, atunci acesta are următoarele influențe:

- cuplajul mutual devine miez magnetic neliniar. Caracteristica B-H este analizată pe baza modelului Jiles-Atherton.
- în locul valorii inductanței din definiția lui L se specifică numărul de spire a bobinei.
- când este vorba de o singură bobină cu miez neliniar, lista bobinelor cuplate este formată dintr-un singur element (**Lnume**).
- este necesară o declarație de model pentru a specifica parametrii modelului.

Parametrii de model sunt dați în tabelul 3.4.

**Tabelul 3.4.**

Parametrul de model	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
AREA	aria secțiunii medii a circuitului magnetic	cm <sup>2</sup>	0,1
GAP	grosimea întrefierului	cm	0
MS	magnetizația la saturație	A/m	10 <sup>6</sup>
PACK	factor de împachetare		1
PATH	lungimea medie a circuitului magnetic	cm	1

### Observații

- ☞ Pentru miezuri magnetice, PSpice pune la dispoziție o bibliotecă denumită KNOM.LIB, ce conține o serie de modele de miezuri din ferită de diferite forme, din material 3C8.
- ☞ Circuitul magnetic poate conține mai mult de două bobine cuplate. În acest caz trebuie specificate instrucțiuni de tip K care să cuprindă toate combinațiile de perechi de inductanțe. Pentru un transformator cu un primar și două secundare:

```
*Primar
L1 2 3 10uH
*Secundar
L2 5 6 2uH
L3 7 8 1uH
*Cuplajul
K12 L1 L2 1
K13 L1 L3 1
K23 L2 L3 1
```

În locul ultimelor 3 instrucțiuni, același cuplaj se mai poate scrie:

```
Ktotal L1 L2 L3 1
```

**Ecuatiile de descriere a elementului** sunt ecuațiile diferențiale ale bobinelor cuplate din bazele electrotehnicii:

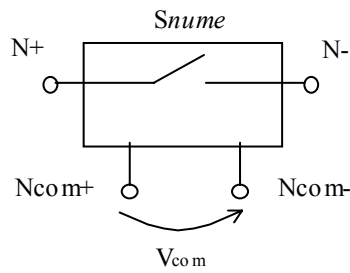
$$\begin{aligned}
 V_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{1n} \frac{di_n}{dt} \\
 V_2 &= M_{21} \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{2n} \frac{di_n}{dt} \\
 &\dots\dots\dots \\
 V_n &= M_{n1} \frac{di_1}{dt} + M_{n2} \frac{di_2}{dt} + \dots + L_n \frac{di_n}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{3.7}$$

**Exemple**

- L1 1 2 15mH
- L2 3 4 0.8mH
- Ktrafo L1 L2 1
- L1 5 6 100; bobină cu 100 de spire
- K1 L1 1 K1408PL\_3C8; miez de tip oală din biblioteca KNOM
- K10 L1 L2 0.8 Lmodel
- .MODEL Lmodel CORE (GAP=0.5)

**3.4.1.5. Comutatorul comandat în tensiune**

Reprezentarea simbolică a comutatorului comandat în tensiune este cea din figura 3.6.



**Figura 3.6.** Reprezentarea simbolică a comutatorului comandat în tensiune

Forma generală a instrucțiunii de descriere a comutatorului în PSpice este:

***Snume* N+ N- Ncom+ Ncom- nume\_model**

Forma modelului:

**.MODEL nume\_model VSWITCH [parametri\_de\_model]**

- **Snume** este numele elementului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera S.
  - **N+** și **N-** sunt nodurile de legare a comutatorului în circuit.
  - **Ncom+** și **Ncom-** sunt nodurile la care se aplică tensiunea de comandă  $V_{com}$ .
  - **nume\_model** este numele modelului, dat de utilizator. Acest câmp este obligatoriu, chiar dacă nu se modifică parametrii de model implicați. **Nume\_model** trebuie să se regăsească în instrucțiunea .MODEL asociată.
  - Comutatorul comandat în tensiune este un tip special de rezistență comandată. Rezistența dintre nodurile N+ și N- depinde de tensiunea de comandă. Rezistența variază continuu între parametrii de model Ron și Roff. O rezistență de valoare 1/GMIN este legată între nodurile de comandă pentru ca acestea să nu fie flotante.
  - Deși este necesar un timp foarte scurt pentru evaluarea comutatoarelor, în timpul analizei tranzitorii simulatorul trebuie să realizeze tranziția în pași foarte fini, pentru obținerea unei forme de undă precise. Aceasta duce însă la timpi de rulare foarte lungi când se analizează celelalte elemente de circuit la fiecare pas.
- Parametrii de model sunt dați în tabelul 3.5.

**Tabelul 3.5.**

Parametrul de model	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
ROFF	rezistența comutatorului deschis	$\Omega$	$10^6$
RON	rezistența comutatorului închis	$\Omega$	1
VOFF	tensiunea de comandă pentru starea deschis	V	0
VON	tensiunea de comandă pentru starea închis	V	1

Notă: RON și ROFF trebuie să fie pozitive și mai mici decât 1/GMIN.

#### Observații

- ☞ Utilizând numere în dublă precizie, simulatorul poate manipula o gamă dinamică de aproximativ 12 decade. Nu se recomandă fixarea unui raport ROFF/RON mai mare ca  $10^{12}$ .
- ☞ Nu se recomandă de asemenea fixarea unei regiuni de tranziție prea înguste. În această regiune, comutatorul prezintă câștig. Cu cât regiunea de tranziție este mai îngustă, cu atât câștigul este mai mare și problemele de calcul numeric mai acute. Cea mai mică valoare permisă pentru  $|VON - VOFF|$  este **RELTOL** (**MAX** (**|VON|**, **|VOFF|**)) + **VNTOL**, parametri setați în .OPTIONS.



### Ecuatiile comutatoarelor comandate în tensiune

1) pentru  $VON > VOFF$

$$R_c = \begin{cases} RON & \text{pentru } V_{com} \geq VON \\ ROFF & \text{pentru } V_{com} \leq VOFF \\ e^{Lm+3Lr\frac{Vc-Vm}{2Vd}-2Lr\left(\frac{Vcom-Vm}{Vd}\right)^3} & \text{pentru } VOFF < V_{com} < VON \end{cases} \quad (3.8)$$

2) pentru  $VON < VOFF$

$$R_c = \begin{cases} RON & \text{pentru } V_{com} < VON \\ ROFF & \text{pentru } V_{com} > VOFF \\ e^{Lm-3Lr\frac{Vc-Vm}{2Vd}+2Lr\left(\frac{Vcom-Vm}{Vd}\right)^3} & \text{pentru } VON < V_{com} < VOFF \end{cases} \quad (3.9)$$

unde:

- $R_c$  = rezistența comutatorului
- $V_{com}$  = tensiunea de comandă
- $Lm$  =  $\ln \sqrt{RON - ROFF}$
- $Lr$  =  $\ln \frac{RON}{ROFF}$
- $Vm$  =  $\frac{VON + VOFF}{2}$
- $Vd$  =  $VON - VOFF$

3) ecuația de zgomot este analogă celei de la rezistor.

$$i^2 = 4k \frac{T}{R_c} \quad (3.10)$$

unde  $k$  este constanta lui Boltzmann și  $T$  este temperatura în K.

#### Exemplu

- Sset 1 2 15 0 Smodel  
.MODEL Smodel VSWITCH (RON=100 ROFF=10meg)

### 3.4.1.6. Comutatorul comandat în curent

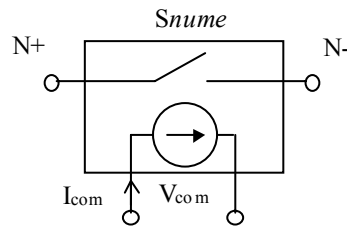
Reprezentarea simbolică a comutatorului comandat în curent este cea din figura 3.7.

Forma generală a instrucțiunii de descriere a comutatorului în PSpice este:

**Wnume N+ N- Vcom nume\_model**

Forma modelului:

**.MODEL nume\_model ISWITCH [parametri\_de\_model]**



**Figura 3.7.** Reprezentarea simbolică a comutatorului comandat în curent

- **Wnume** este numele elementului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera W.
- **N+ și N-** sunt nodurile de legare a comutatorului în circuit.
- **Vcom** este numele sursei independente de tensiune a cărei curent comandă comutatorul. Aceasta se introduce pe latura curentului de comandă și are valoarea zero.
- **nume\_model** este numele modelului, dat de utilizator. Acest câmp este obligatoriu, chiar dacă nu se modifică parametrii de model implicați. **Nume\_model** trebuie să se regăsească în instrucțiunea .MODEL asociată.
- Comutatorul comandat în curent este un tip special de rezistență comandată. Rezistența dintre nodurile N+ și N- depinde de curentul de comandă. Rezistența variază continuu între parametrii de model Ron și Roff. O rezistență de valoare 1/GMIN este legată între nodurile de comandă pentru ca acestea să nu fie flotante. Valoarea lui GMIN se fixează cu instrucțiunea .OPTIONS.
- Deși este necesar un timp foarte scurt pentru evaluarea comutatoarelor, în timpul analizei tranzitorii simulatorul trebuie să realizeze tranziția în pași foarte fini, pentru obținerea unei forme de undă precise. Aceasta duce însă la timpi de rulare foarte lungi când se analizează celelalte elemente de circuit la fiecare pas.

Parametrii de model sunt dați în tabelul 3.6.

**Tabelul 3.6**

Parametrul de model	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
ROFF	rezistența comutatorului deschis	$\Omega$	$10^6$
RON	rezistența comutatorului închis	$\Omega$	1
IOFF	curentul de comandă pentru starea deschis	V	0
ION	curentul de comandă pentru starea închis	V	$10^{-3}$

Notă: RON și ROFF trebuie să fie pozitive și mai mici decât 1/GMIN.

**Observații**

- ☞ Utilizând numere în dublă precizie, simulatorul poate manipula o gamă dinamică de aproximativ 12 decade. Nu se recomandă fixarea unui raport ROFF/RON mai mare ca  $10^{12}$ .
- ☞ Nu se recomandă de asemenea fixarea unei regiuni de tranziție prea înguste. În această regiune, comutatorul prezintă câștig. Cu cât regiunea de tranziție este mai îngustă, cu atât câștigul este mai mare și problemele de calcul numeric mai acute. Cea mai mică valoare permisă pentru  $|\mathbf{ION} - \mathbf{IOFF}|$  este  $\mathbf{RELTOL} (\mathbf{MAX} (|\mathbf{ION}|, |\mathbf{IOFF}|)) + \mathbf{ABSTOL}$ , parametri setați în .OPTIONS.

**Ecuțiile comutatoarelor comandate în curent**

1) pentru  $\mathbf{ION} > \mathbf{IOFF}$

$$R_c = \begin{cases} RON & \text{pentru } I_{com} \geq ION \\ ROFF & \text{pentru } I_{com} \leq IOFF \\ e^{Lm + 3Lr \frac{Ic - Im}{2Id} - 2Lr \left( \frac{I_{com} - Im}{Id} \right)^3} & \text{pentru } IOFF < I_{com} < ION \end{cases} \quad (3.11)$$

2) pentru  $\mathbf{ION} < \mathbf{IOFF}$

$$R_c = \begin{cases} RON & \text{pentru } I_{com} < ION \\ ROFF & \text{pentru } I_{com} > IOFF \\ e^{Lm - 3Lr \frac{Ic - Im}{2Id} + 2Lr \left( \frac{I_{com} - Im}{Id} \right)^3} & \text{pentru } ION < I_{com} < IOFF \end{cases} \quad (3.12)$$

unde:

$R_c$	=	rezistența comutatorului
$I_{com}$	=	curentul de comandă
$L_m$	=	$\ln \sqrt{RON - ROFF}$
$L_r$	=	$\ln \frac{RON}{ROFF}$
$I_m$	=	$\frac{ION + IOFF}{2}$
$I_d$	=	$ION - IOFF$

3) ecuația de zgomot este analogă celei de la rezistor.

$$i^2 = 4k \frac{T}{R_c} \quad (3.13)$$

unde  $k$  este constanta lui Boltzmann și  $T$  este temperatura în K.

### Exemplu

- Wreset 10 20 V1 releu  
 .MODEL releu ISWITCH (ION=10m)

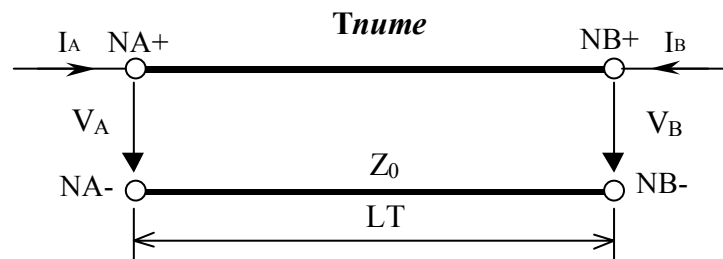
### 3.4.1.7. Linie de transmisie

Reprezentarea simbolică a unei linii de transmisie este dată în figura 3.8.

Forma generală a instrucțiunii de descriere a liniei de transmisie în PSpice este:

**Tnume** NA+ NA- NB+ NB- Z0=val [TD=val2]  
 + [F=val [NL=val]] IC=V<sub>A</sub> I<sub>A</sub> V<sub>B</sub> I<sub>B</sub>

Linia de transmisie este o linie bidirecțională de întârziere cu două porturi, A și B. Semnele + și - definesc polaritatea tensiunii pozitive la un port.



**Figura 3.8.** Reprezentarea simbolică a unei linii de transmisie

- **NA+**, **NA-**, **NB+**, **NB-** sunt nodurile de legare a liniei în circuit, respectiv a porturilor A și B.
- **Z0** este valoarea impedanței caracteristice a liniei.

*Notă:* Atât simbolul **Z0** cât și **ZO** sunt acceptate de simulator.

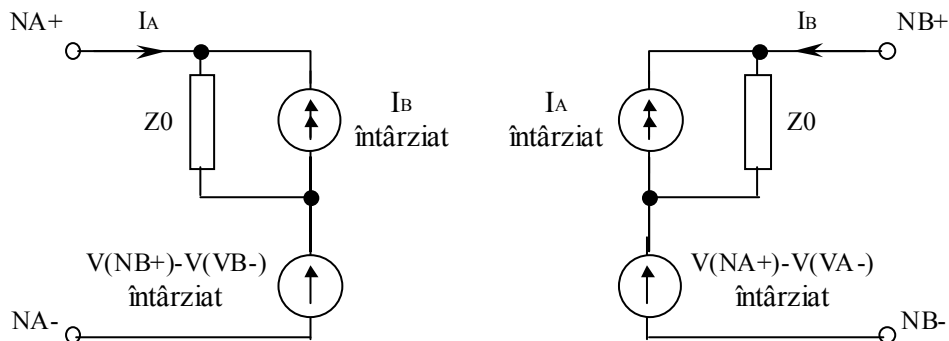
- **TD** este timpul de întârziere pe linie (timpul de propagare a undei de la portul A la portul B)
- **F** este frecvența
- **NL** este lungimea normalizată a liniei de transmisie în raport cu lungimea de undă pe linie, la frecvența **F**. Relația ei de definiție este:

$$NL = \frac{LT}{\lambda} \quad (3.14)$$

unde **LT** este lungimea geometrică a liniei,  $\lambda$  este lungimea de undă la frecvența **F**. Valoarea implicită este  $NL = 0,25$ .

În cazul ideal, lungimea liniei de transmisie poate fi specificată fie prin **TD** în secunde, fie prin **F** și **NL**. Deși acestea din urmă sunt amândouă indicate ca opționale, una din ele trebuie să fie specificată.

- **IC=V<sub>A</sub> I<sub>A</sub> V<sub>B</sub> I<sub>B</sub>** reprezintă condițiile inițiale la momentul  $t = 0$  pentru analiza de regim tranzitoriu, ce constau în tensiunea și curentul de la fiecare port. Se iau în considerare dacă în instrucțiunea TRAN se folosește cuvântul cheie UIC. În timpul analizei tranzitorii, pasul intern este limitat la mai puțin de jumătate din cea mai mică valoare a lui TD, deci liniile scurte cauzează timpi de analiză îndelungați. Dacă în circuit există mai multe linii de transmisie, în fereastra de analiză se afișează proprietățile a trei dintre cele mai scurte linii ce se analizează. Schema modelului unei linii de transmisie este cea din figura 3.9.



**Figura 3.9.** Schema modelului unei linii de transmisie

Proprietățile afișate sunt:

- atenuarea în procente la întârzierea caracteristică
  - pasul maxim de rulare determinat de cea mai scurtă linie
  - mărirea pasului maxim în procente din întârziere.
- Toți parametrii liniilor de transmisie pot fi exprimați ca expresii.

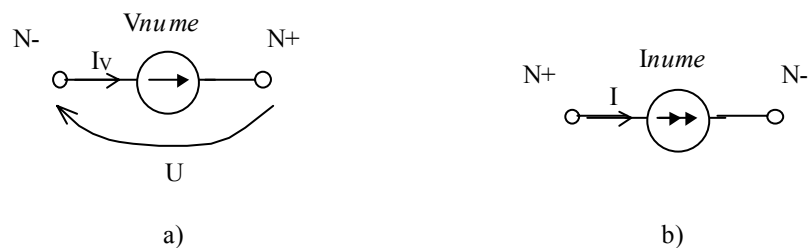
### Exemple

- T1 1 2 3 4 Z0=220 TD=115ns
- T2 1 2 3 4 Z0=220 F=2.25MEG

## 3.4.2. Surse

### 3.4.2.1. Surse independente de tensiune și curent

Reprezentarea simbolică a unei surse independente de tensiune este cea din figura 3.10.a, iar a unei surse independente de curent este cea din figura 3.10.b.



**Figura 3.10.** Reprezentarea simbolică a sursei independente de tensiune a) și a sursei independente de curent b)

Forma generală a instrucțiunii de descriere a celor două surse în PSpice este:

**Vnume N+ N- [[DC] valoare] [AC amplitudine [fază]]  
+ [specificații\_regim\_tranzitoriu]**

sau

**Inume N+ N- [[DC] valoare] [AC amplitudine [fază]]  
+ [specificații\_regim\_tranzitoriu]**

După cum se observă, cele două surse au aceeași sintaxă, doar că numele sursei de tensiune începe cu V, iar cel al sursei de curent cu I.

- **Vnume**, respectiv **Inume** reprezintă numele elementului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera V sau I.
- **N+** și **N-** sunt nodurile de legare în circuit a surselor. Se consideră sensul pozitiv al tensiunii, respectiv al curentului, cel de la N+ la N-. Convențional, cele două surse indică sensul de debitare al curentului.
- **[DC]** este un cuvânt cheie care definește regimul de curent continuu. Dacă se omite acest cuvânt cheie ca și celelalte câmpuri opționale, se consideră implicit sursă de tensiune (curent) continuu.
- **valoare** este valoarea tensiunii (curentului) continuu sau valoarea inițială de regim tranzitoriu.
- **[AC]** cuvânt cheie care definește regimul pentru analiza de curent alternativ la semnal mic.
- **amplitudine** este amplitudinea semnalului alternativ debitat de sursă. Implicit este 1.
- **fază** este faza semnalului alternativ debitat de sursă. Implicit este 0.
- **specificații regim tranzitoriu** definesc forma curentului debitat de sursă pentru analiza de regim tranzitoriu. Cuvintele cheie sunt următoarele:

**Tabelul 3.7**

Cuvânt cheie	Tip semnal
<b>EXP</b> <parametri>	exponențial
<b>SIN</b> <parametri>	sinusoidal
<b>PULSE</b> <parametri>	forme dreptunghiulare și impulsuri
<b>PWL</b> <parametri>	semnal format din puncte
<b>SFFM</b> <parametri>	semnal modulată în frecvență

Semnificațiile parametrilor vor fi date în cele ce urmează, pentru o sursă de tensiune. Specificațiile pentru surse de curent se obțin din cele de la surse de tensiune prin simpla înlocuire a tensiunii cu curentul, acolo unde este cazul.

#### Exemple

- V1 1 2 10
- Imain 0 3 AC 2

### 3.4.2.2. Specificații de regim tranzitoriu

#### **Sursă de tip exponențial**

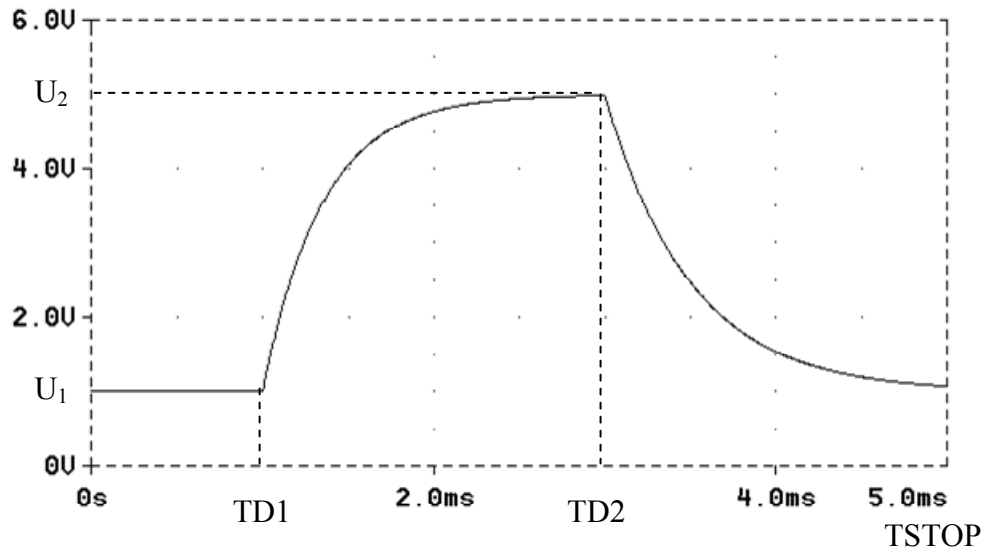
Forma generală:

**Vnume N+ N- EXP U1 U2 td1 tc1 td2 tc2**

Semnificația parametrilor este dată în tabelul 3.8, cu referire la figura 3.11.

**Tabelul 3.8**

Parametru	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
U1	tensiunea inițială	V	-
U2	tensiunea de vârf	V	-
td1	întârzierea la creștere	s	0
tc1	constanta de timp la creștere	s	TSTEP
td2	întârzierea la descreștere	s	td1 + TSTEP
tc2	constanta de timp la descreștere	s	TSTEP



**Figura 3.11.** Semnal de tip exponențial

**Ecuțiile de evoluție** a tensiunii acestei surse în funcție de timp sunt:

$$u(t) = \begin{cases} U_1 & \text{daca } 0 < t < td_1 \\ U_1 + (U_2 - U_1) \left( 1 - e^{-\frac{t - td_1}{tc_1}} \right) & \text{daca } td_1 < t < td_2 \\ U_1 + (U_2 - U_1) \left( 1 - e^{-\frac{t - td_1}{tc_1}} \right) - \left( 1 - e^{-\frac{t - td_2}{tc_2}} \right) & \text{daca } td_2 < t < TSTOP \end{cases} \quad (3.15)$$



### Exemplu

- Vexpo 10 21 EXP 1 5 1m 0.35m 3m 0.3m ; (forma de undă din figura 3.11)

### Sursă de tip sinusoidal

Forma generală:

$V_{nume} N+ N- SIN U_{off} U_{ampl} \text{ freqv } t_d K_a \text{ faza}$

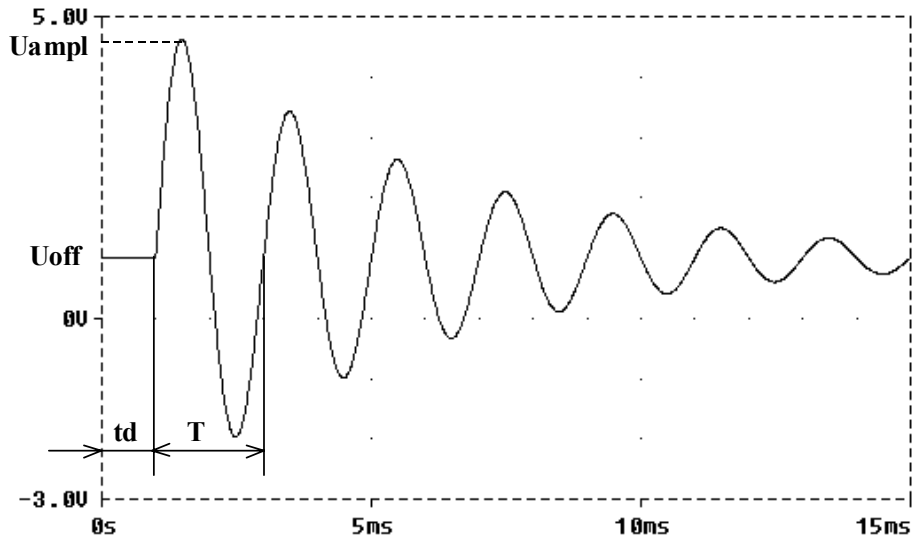


Figura 3.12. Semnal de tip sinusoidal

Semnificația parametrilor este dată în tabelul 3.9, cu referire la figura 3.12.

Tabelul 3.9

Parametru	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
<b>Uoff</b>	tensiunea de decalaj (componenta de curent continuu)	V	-
<b>Uampl</b>	tensiunea de vârf (amplitudinea inițială)	V	-
<b>freq</b>	frecvența	Hz	1/TSTOP
<b>td</b>	întârzierea	s	0
<b>Ka</b>	coeficientul de amortizare	s <sup>-1</sup>	0
<b>faza</b>	faza	grade	0

Sursa de tip SIN se folosește doar la analiza tranzitorie. Nu are efect în analiza în frecvență. Pentru această analiză se folosește cuvântul cheie AC în definirea sursei independente.

Exemplu: V1 2 3 AC 2V

Pentru analiza tranzitorie aceeași sursă se scrie:

V1 2 3 SIN (0 2V 1kHz)

**Uoff**, **Uampl** și **Ka** pot fi și negativi. Pentru **Uampl** < 0, sinusoida începe cu o jumătate de undă negativă. Pentru **Ka** < 0, sinusoida este crescătoare. Pentru **Ka** = 0, amplitudinea este constantă.

**Ecuatiile de evoluție** a tensiunii acestei surse sunt:

$$u(t) = \begin{cases} U_{off} + U_{ampl} \sin\left(\frac{2\pi \text{ faza}}{360}\right) & \text{daca } 0 < t < td \\ U_{off} + U_{ampl} \sin\left(2\pi \left(\text{frec}(t - td) + \frac{\text{faza}}{360}\right)\right) \cdot e^{-(t-td) \cdot ca} & \text{daca } td < t < TSTOP \end{cases} \quad (3.16)$$

### Exemplu

- Vsin 1 2 SIN (1 4 0.5k 1m 200) ; (forma de undă din figura 3.12)

### Sursă de tip PULSE

Forma generală:

**Vnume N+ N- PULSE U1 U2 td tr tf rw per**

Semnificația parametrilor este cea din tabelul 3.10, cu referire la figura 3.13.

**Tabelul 3.10**

Parametru	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
<b>U1</b>	tensiunea inițială	V	-
<b>U2</b>	tensiunea de vârf	V	-
<b>td</b>	întârzierea	s	0
<b>tr</b>	timpul de creștere (rise time)	s	TSTEP
<b>tf</b>	timpul de cădere (fall time)	s	TSTEP
<b>pw</b>	lățimea impulsului (pulse width)	s	TSTOP
<b>per</b>	perioada	s	TSTOP

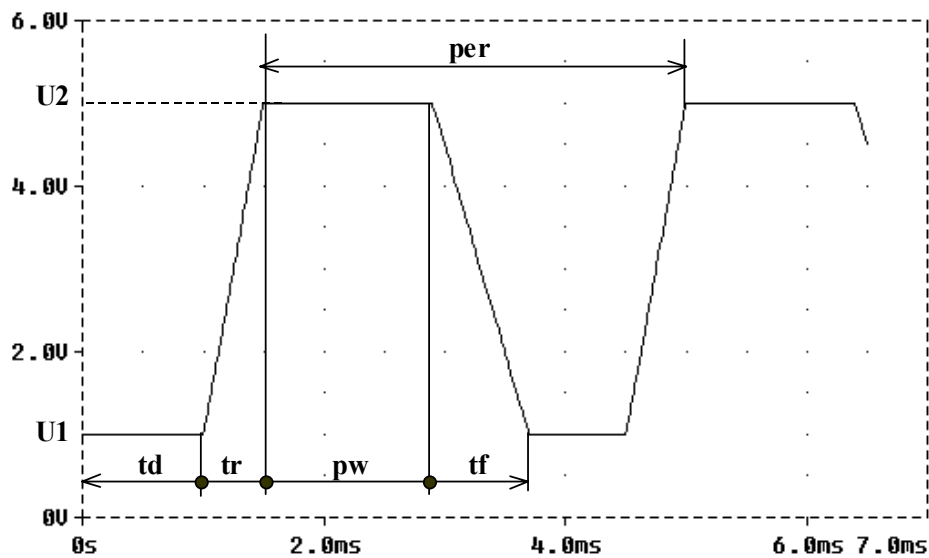


Fig. 3.13. Semnal de tip PULSE

Tensiunea evoluează după următoarele ecuații:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{la } t = 0 \\ U1 & \text{la } t = td \\ U2 & \text{la } t = td + tr \\ U2 & \text{la } t = td + tr + pw \\ U1 & \text{la } t = td + tr + pw + tf \\ U1 & \text{la } t = td + per \end{cases} \quad (3.17)$$

#### Exemple

- Vpulse 1 2 PULSE 1 5 1m 0.5m 0.8m 1.4m 3.5m; (forma de undă din figura 3.13)
- V1 2 0 PULSE 3 0 2n

#### Sursă de tip PWL (Piecewise Linear Waveform)

Forma generală:

$$\text{Vnume N+ N- PWL (t1,U1) [(t2,U2) [(t3,U3)] ... [tn,Un]]$$

- (ti,Ui) sunt perechi de puncte ce determină valoarea tensiunii Ui la momentul ti.
- Valoarea semnalului între două puncte se determină prin interpolare liniară.

- De la 0 până la primul punct, sursa consideră valoarea lui  $U_1$ . Dacă analiza tranzitorie se face până la un moment mai mare decât  $t_n$ , atunci ultimul punct considerat va fi  $(TSTOP, U_n)$ .

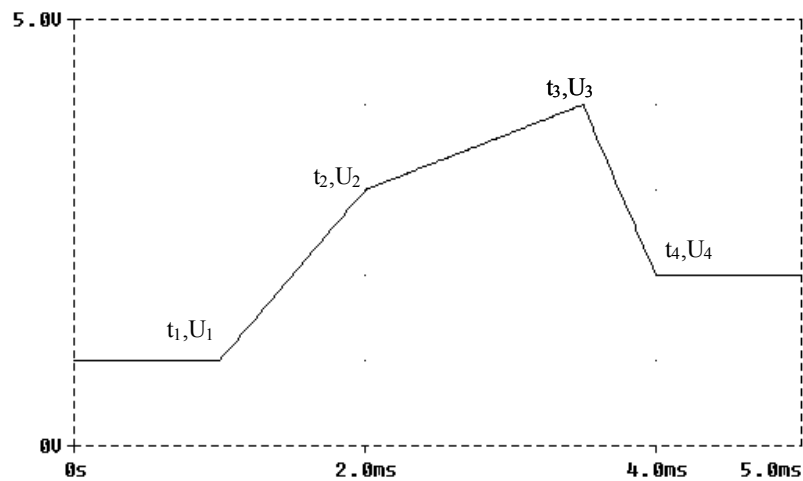


Figura 3.14. Semnal de tip PWM

#### Exemplu

- Vpuncte 1 2 PWM (1m,1) (2m,3) (3.5m,4) 4m,2); (forma de undă din figura 3.14)

#### Sursă de tip SFFM (Single Frequency FM)

Forma generală:

$$V_{nume} N+ N- SFFM U_{off} U_{ampli} f_p m_{di} f_m$$

Semnificația parametrilor este dată în tabelul 3.11, cu referire la figura 3.15.

Cu ajutorul acestei surse se construiesc semnale modulate în frecvență având ecuația:

$$u(t) = U_{off} + U_{ampli} \cdot \sin(2\pi f_p \cdot t + m_{di} \sin 2\pi f_m \cdot t) \quad (3.18)$$

Tabelul 3.11

Parametru	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
$U_{off}$	tensiunea de decalaj (componenta de curent continuu)	V	-

<b>Uampl</b>	amplitudinea semnalului modulat	V	-
<b>fp</b>	frecvența purtătoare	Hz	1/TSTOP
<b>m<sub>di</sub></b>	indicele de modulație		0
<b>fm</b>	frecvența modulatoare	Hz	1/TSTOP

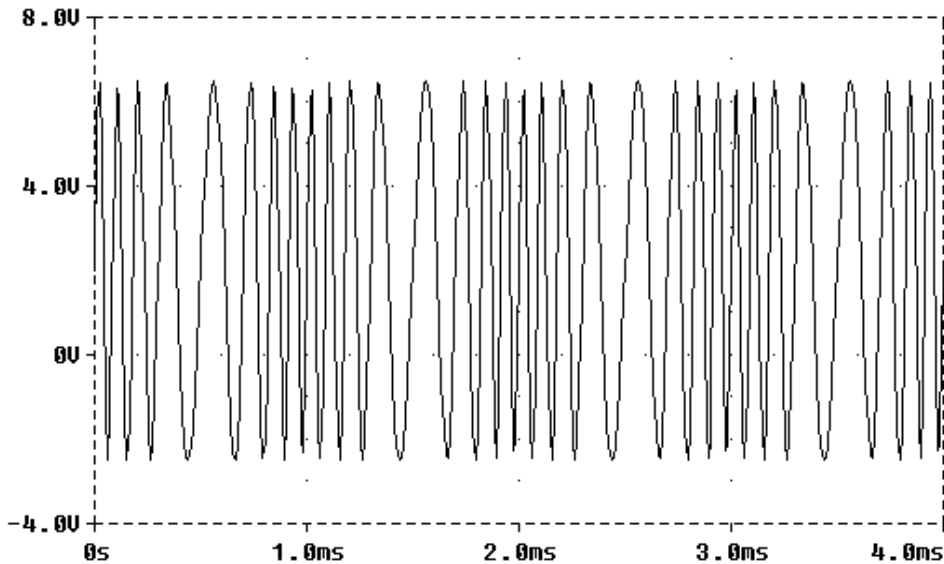


Figura 3.15. Semnal de tip SFFM

#### Exemplu

- Vmod 3 6 SFFM 2 4.5 8k 4 1k; (forma de undă din figura 3.15)

#### 3.4.2.3. Surse comandate

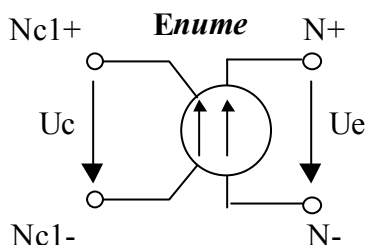
Acestea sunt surse la care valoarea tensiunii sau a curentului debitat depinde de valoarea unei mărimi de comandă (tensiune sau curent) aflată într-o altă parte a circuitului. În continuare se prezintă cele patru tipuri de surse implementate în PSpice.

#### **Sursă de tensiune comandată în tensiune**

Reprezentarea simbolică a unei surse de tensiune comandate în tensiune este cea din figura 3.16.

Forma generală a instrucțiunii de definire a sursei de tensiune comandate în tensiune este:

**Enume** **N+** **N-** [**POLY** (**nd**)] **Nc1+** **Nc1-** [[**Nc2+** **Nc2-**] ... ]  
+ [**P0** **P1** **P2** ...] [**IC=** **val1** **val2** ... ]



**Figura 3.16.** Reprezentarea simbolică a unei surse de tensiune comandate în tensiune

- **Enume** este numele sursei comandate, care începe cu E.
- **N+** **N-** sunt nodurile de conectare a sursei comandate în circuit. Sensul pozitiv al tensiunii de ieșire este considerat de la **N+** la **N-**.
- **Nc1+** **Nc1-**; **Nc2+** **Nc2-** ... sunt nodurile de la care se culege tensiunea de comandă (**Uc**).  
Nodurile de ieșire și cele de comandă nu e nevoie să fie distincte.
- **POLY** (**nd**) este un cuvânt cheie care indică faptul că tensiunea de ieșire a sursei (**Ue**) este o funcție polinomială, cu dimensiunea **nd**. Dacă se omite specificarea dimensiunii, aceasta este considerată implicit 1. **nd** trebuie să fie număr natural și trebuie să fie egal cu numărul de perechi **Nci+** **Nci-**.
- **P0**, **P1**, **P2**,... sunt coeficienți polinomiali. Dacă se specifică doar un coeficient, acesta se consideră a fi **P1**. Nu se admit expresii în definirea coeficienților polinomiali.
- **IC = val1**, **val2**,... sunt condițiile inițiale pentru tensiunile de comandă (implicit sunt 0). Numărul de valori trebuie să fie egal cu **nd**. Aceste valori sunt luate în considerare de instrucțiunea .OP sau dacă se specifică cuvântul cheie UIC (Use Initial Conditions) în instrucțiunea .TRAN.  
Polinomul de calcul a tensiunii de ieșire **Ue** în funcție de tensiunile de comandă este următorul:

Dacă  $nd = 1$  (polinom cu o dimensiune), atunci:

$$U_e = P_0 + P_1 U_c + P_2 U_c^2 + P_3 U_c^3 + \dots + P_n U_c^n \quad (3.19)$$

Un polinom cu **nd** dimensiuni se scrie în modul următor:

$$\begin{aligned}
U_e = & P_0 + \\
& +P_1U_{c1} + P_2U_{c2} + \dots + P_{nd}U_{c_{nd}} + \\
& +P_{nd+1}U_{c1}U_{c1} + P_{nd+2}U_{c1}U_{c2} + \dots + P_{2nd}U_{c1}U_{c_{nd}} + \\
& +P_{2nd+1}U_{c2}U_{c2} + P_{2nd+2}U_{c2}U_{c3} + \dots + P_{2nd+nd-1}U_{c2}U_{c_{nd}} + \\
& - \\
& - \\
& +P_{nd!/(2(nd-2)!)+2nd}U_{c_{nd}}U_{c_{nd}} + \\
& +P_{nd!/(2(nd-2)!)+2nd+1}U_{c1}^2U_{c1} + P_{nd!/(2(nd-2)!)+2nd+2}U_{c1}^2U_{c2} + \dots
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Vom da un exemplu concret, pentru  $nd = 3$ :

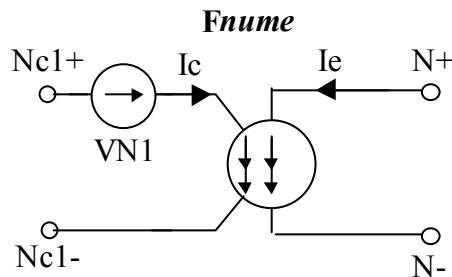
$$\begin{aligned}
U_e = & P_0 + P_1U_{c1} + P_2U_{c2} + P_3U_{c3} + P_4U_{c1}^2 + P_5U_{c1}U_{c2} + P_6U_{c1}U_{c3} + P_7U_{c2}^2 + \\
& P_8U_{c2}U_{c3} + P_9U_{c3}^2 + P_{10}U_{c1}^3 + P_{11}U_{c1}^2U_{c2} + P_{12}U_{c1}^2U_{c3} + P_{13}U_{c2}^3 \\
& +P_{14}U_{c2}^2U_{c3} + P_{15}U_{c3}^3
\end{aligned}$$

### Exemple

- Esun 10 20 POLY(3) (1,0) (2,0) (3,0) 0 1 1 1  
In acest exemplu,  $V(20,30) = V(1,0) + V(2,0) + V(3,0)$ , adică avem de-a face cu un sumator.
- Esquare 3 5 POLY(2) (1,0) (1,0) 0 0 0 1, care are același efect cu:  
Esquare 3 5 (1,0) 0 0 1, adică  
 $V(3,5) = V(1,0)$
- Emult 5 4 POLY(2) (1,0) (2,0) 0 0 0 1, adică  
 $V(5,4) = V(1)*V(2)$

### Sursă de curent comandată în curent

Reprezentarea simbolică a unei surse de curent comandate în curent este cea din figura 3.17.



**Figura 3.17.** Reprezentarea simbolică a unei surse de curent comandate în curent

Forma generală a instrucțiunii de definire a unei surse de curent comandate în curent este:

**Fnume** N+ N- [POLY (nd)] Vc1 [Vc2] ... + [P0 P1 ...] [IC= val1, val2 ... ]  
+ Vc1 Nc1+ Nc1- [tip și valoare]  
+ Vc2 Nc2+ Nc2- [tip și valoare]  
-----  
-----

- **Fnume** este numele sursei comandate, care începe cu litera F.
- **N+ N-** sunt nodurile de conectare a sursei comandate în circuit. Curentul pozitiv circulă de la nodul pozitiv N+, prin sursă, la nodul negativ N-. Curenții de comandă  $I_c$ , care circulă prin sursele de tensiune independente  $V_c$ , determină curentul de ieșire  $I_e$ .  
Pentru a utiliza drept curent de comandă curentul printr-o latură oarecare a circuitului, atunci trebuie să se inserieze pe acea latură o sursă independentă de tensiune (dacă nu există deja) de valoare 0 (pentru a nu perturba funcționarea circuitului).
- **POLY (nd)** este un cuvânt cheie care indică faptul că valoarea curentului de ieșire a sursei ( $I_e$ ) este dată de o funcție polinomială, cu dimensiunea  $nd$ . Dacă se omite specificarea dimensiunii, aceasta este considerată implicit 1.  $nd$  trebuie să fie număr natural și trebuie să fie egal cu numărul surselor de comandă  $V_c$ .
- **Vc1, Vc2, ...** reprezintă numele surselor independente de tensiune ai căror curenți comandă pe **Fnume**. Numărul acestora trebuie să fie egal cu dimensiunea polinomului.  
Sursele  $V_c$  se descriu separat în instrucțiunea **Fnume**
- **P0, P1, P2,...** sunt coeficienți polinomiali. Dacă se specifică doar un coeficient, acesta se consideră a fi P1. Nu se admit expresii în definiția coeficienților polinomiali.
- **IC = val1, val2,...** sunt condițiile inițiale pentru tensiunile de comandă, în amperi. (implicit sunt 0). Numărul de valori trebuie să fie egal cu  $nd$ . Aceste valori sunt luate în considerare de instrucțiunea .OP sau dacă se specifică cuvântul cheie UIC (Use Initial Conditions) în instrucțiunea .TRAN.  
Polinomul de calcul a curentului de ieșire  $I_e$  în funcție de curenții de comandă  $I_c$  are aceeași formă cu cea de la sursa de tensiune comandată în tensiune.

### Exemple

- F1 1 0 Vcc 1 (referire la figura 3.18)  
Vcc 2 0;  
cu semnificația:  $I1 = I(Vcc)$
- Fsum 10 0 POLY(3) V1 V2 V3 0 1 1 1  
V1 1 0 AC 0 1 1k  
V2 2 0 AC 0 0.5 2k  
V3 3 0 1V  
cu semnificația:  $Isum = I(V1) + I(V2) + I(V3)$



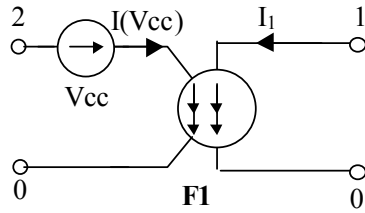


Figura 3.18

### Sursă de curent comandată în tensiune

Reprezentarea simbolică a unei surse de curent comandate în tensiune este cea din figura 3.19.

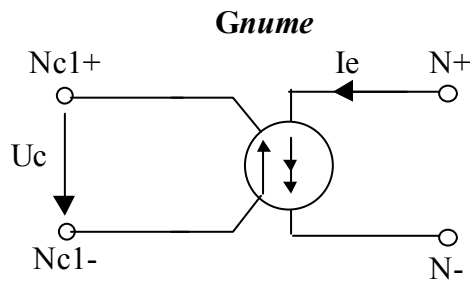


Figura 3.19. Reprezentarea simbolică a unei surse de curent comandate în tensiune

Forma generală a instrucțiunii de definire a unei surse de curent comandate în tensiune este:

**Gnume** N+ N- [POLY (nd)] Nc1+ Nc1- [[Nc2+ Nc2-] ... ]  
+ [P0 P1 P2 ...] [IC= val1 val2 ... ]

Semnificațiile parametrilor și explicațiile sunt identice cu cele de la surse de tip E.

### Exemple

- Simularea unei conductanțe liniare:  
G1 1 0 2 0 5, adică  $I1 = 5V(2,0)$
- Simularea unei conductanțe neliniare:  
G1 1 0 2 0 10 0.45 0.023, adică  $I1 = 10 + 0,45 \cdot V(2,0) + 0,023 \cdot V^2(2,0)$

### Sursă de tensiune comandată în curent

Reprezentarea simbolică a unei surse de tensiune comandate în curent este cea din figura 3.20.

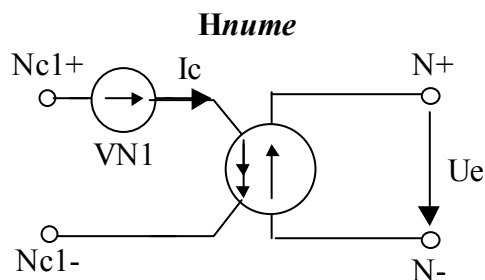


Figura 3.20. Reprezentarea simbolică a unei surse de tensiune comandate în curent

Forma generală a instrucțiunii de definire a unei surse de tensiune comandate în curent este::

```
Hnume N+ N- [POLY (nd)] Vc1 [Vc2] ... + [P0 P1 ...] [IC= val1 val2 ... ]  
+ Vc1 Nc1+ Nc1- [tip și valoare]  
+ Vc2 Nc2+ Nc2- [tip și valoare]
```

Semnificațiile parametrilor și observațiile sunt aceleași cu cele de la surse de tip F.

#### Exemple

- Simularea unei rezistențe liniare:  
H1 1 0 Vsense 10m ; adică  $V(1,0) = 0,01 \cdot I(Vsense)$   
Vsense 2 0
- Simularea unei rezistențe neliniare:  
H1 1 0 V 1 0.1 0.01 ; adică  $V(1,0) = 1 + 0,1 \cdot I(V) + 0,01 \cdot I^2(V)$   
V 2 0 DC 2V

#### 3.4.2.4. Modelarea comportării analogice

În program, modelarea comportării analogice este cunoscută sub denumirea ABM (Analog Behavioral Modeling). Această facilitate a programului permite descrierea flexibilă a componentelor electronice sub forma unei funcții de transfer sau tabelară. Cu alte cuvinte, modelarea unui segment de circuit se poate face sub forma unei expresii matematice, astfel încât acel segment să nu fie nevoie de a fi descris în detaliu, componentă cu componentă.

ABM este implementată ca un set de extensii ale surselor comandate de tip E și G, deoarece s-a constatat că modelarea doar sub forma polinomială (așa cum a fost descrisă la sursele comandate) prezintă următoarele inconveniente:

- aproximarea polinomială este nepotrivită pentru unele funcții de transfer
- sintaxa folosită în cazul polinoamelor este destul de laborioasă, în special pentru mai multe dimensiuni
- nu există nici o cale de specificare a comportării în frecvență.

Sursele de tip F și H nu suportă astfel de extensii. Utilizarea cea mai întâlnită este în cazul circuitelor liniare. Vom trece în revistă în continuare metodele de exprimare a funcției de transfer de care dispune PSpice prin opțiunea ABM și modificarea sintaxei instrucțiunilor de tip E și G prin adăugarea acestei opțiuni.

### **Modelarea de tip expresie**

Forma generală a unei instrucțiuni de tip E sau G ce folosește ca extensie o expresie este:

**Enume N+ N- VALUE = {expresie}**

- **VALUE** este un cuvânt cheie ce arată faptul că sursa are descrierea sub forma unei expresii.
- **{expresie}** poate conține atât tensiuni cât și curenți. Dacă se dorește ca ieșirea să fie o tensiune, se folosește o sursă de tip E, iar dacă se dorește un curent, o sursă de tip G. În **{expresie}**, pe lângă tensiuni și curenți mai poate interveni timpul (TIME). Tensiunile pot fi tensiuni nodale sau tensiuni între două noduri (v. și instrucțiunea .PROBE). Curenții pot fi curenți prin surse de tensiune sau curenți prin terminalele elementelor de circuit (v. .PROBE).
- **{expresie}** trebuie să încapă pe o singură linie. Dacă expresia este mai mare decât lungimea unei linii (80 caractere), se împarte în funcții cu ajutorul instrucțiunii .FUNC.

Operatorii și funcțiile matematice admise în expresie sunt următoarele:

**Tabelul 3.12**

<b>Operator sau funcție</b>	<b>Semnificație</b>
+ <sub>2</sub> - <sub>2</sub> *, /	adunare, scădere, înmulțire, împărțire
ABS(x)	x
SQRT(x)	$\sqrt{x}$
PWR (x,y)	x  <sup>y</sup>
PWRS (x,y)	x  <sup>y</sup> <i>daca</i> x > 0 - x  <sup>y</sup> <i>daca</i> x < 0

EXP(x)	$e^x$
LOG(x)	$\ln(x)$
LOG10(x)	$\lg(x)$
SIN(x)	$\sin(x)$ x în radiani
COS(x)	$\cos(x)$ x în radiani
TAN(x)	$tg(x)$ x în radiani
ATAN(x) ARCTAN(x)	$arctg(x)$ x în radiani

### Exemple

- Un oscilator ce furnizează la ieșire un curent de amplitudine și frecvență constantă (1 mA, 1 kHz) și fază linear variabilă cu tensiunea de intrare V(1) (figura 3.21):

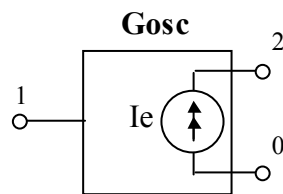


Figura 3.21

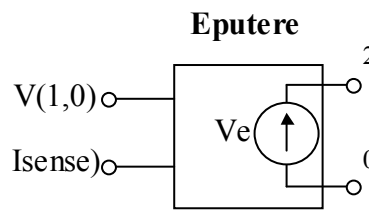


Figura 3.22

Gosc 2 0 VALUE = {1m\*SIN (6.28\*1k\*TIME+V(1))}

- Un dispozitiv care măsoară direct puterea instantanee prin multiplicarea unei tensiuni  $V(1,0)$  cu un curent  $I_{sense}$  (figura 3.22).

Eputere 2 0 VALUE = {V(1,0)\*Isense}

### Modelarea sub formă tabelară

Forma generală a unei instrucțiuni de tip E sau G ce folosește ca extensie un tabel este:

**Enume** N+ N- TABLE {expresie} = (in1,out1) [(in2,out2) ...]

- **TABLE** este un cuvânt cheie ce arată faptul că sursa are descrierea sub forma unui tabel.
- {**expresie**} este o combinație de intrări (curenți și/sau tensiuni) și se supune aceluiași reguli ca la VALUE. Întâi se evaluează expresia și apoi valoarea obținută se utilizează pentru căutarea în tabel.

- **tabelul** constă în perechi de valori (**in, out**); prima dintre ele este intrarea, iar a doua este ieșirea corespunzătoare intrării. Intrările trebuie să fie ordonate crescător. Intre intrări se realizează interpolare liniară. Numărul maxim de astfel de perechi este de 2048. Pentru valori rezultate din evaluarea expresiei aflate în afara limitelor tabelului, ieșirea este o constantă egală cu valoarea celei mai mici / mari dintre intrări. Această caracteristică poate fi utilizată pentru impunerea limitelor jos și sus ale ieșirilor.

### Exemplu

- Modelarea unei porțiuni din caracteristica unei diode “tunel”.

Gtunel 1 0 TABLE {V(2)} = (0, 0) (.02, 2.690E-03) (.04, 4.102E-03) (.06, 4.621E-03) (.08, 4.460E-03) (.10, 3.860E-03) (.12, 3.079E-03) (.14, 2.327 + E-03) (.16, 1.726E-03) (.18, 1.308E-03) (.20, 1.042E-03) (.22, 8.734E-04)

### Modelarea sub forma transformatei Laplace

Această extensie permite ca funcția de transfer să fie descrisă sub formă operațională (transformată Laplace). Formatul este următorul:

**Enume N+ N- LAPLACE {expresie} = {transformata}**

- **LAPLACE** este un cuvânt cheie ce indică faptul că sursa are descrierea sub forma transformatei Laplace.
- **{expresie}** este o combinație de intrări (curenți și/sau tensiuni) și se supune aceluiași reguli ca la VALUE și TABLE. Întâi se evaluează expresia și apoi valoarea obținută se utilizează ca intrare în **{transformata}**.
- **{transformata}** este o funcție de variabila  $s$ . Nu se admit tensiuni, curenți și TIME în această funcție.
- **Ieșirea** depinde de analiza ce se dorește a fi efectuată, după cum urmează:
  - pentru analize de tip **.DC** sau **.OP**, ieșirea va fi câștigul la frecvența zero înmulțit cu valoarea **{transformata}**. Câștigul la frecvența zero este valoarea expresiei **{transformata}** calculată pentru  $s = 0$ .
  - pentru analize de tip **.AC**, **{expresie}** este liniarizată în jurul punctului de funcționare. Ieșirea va fi intrarea înmulțită cu câștigul dat de **{expresie}**, înmulțită cu valoarea **{transformata}**. Valoarea **{transformata}** pentru o anumită frecvență  $f$  se calculează înlocuind pe  $s$  cu  $j\omega$  unde  $\omega = 2\pi f$ .
  - în analiza de regim tranzitoriu, **{expresie}** este calculată în fiecare moment. Ieșirea este dată de convoluția dintre intrare și răspunsul la impuls al **{transformata}**.
- **{expresie}** și **{transformata}** trebuie să se încadreze pe o singură linie de program.

### Exemplu

- Presupunem un circuit descris de transformata Laplace  $1/(1+0,001s)$ . Acesta este un integrator cu constanta de timp  $\tau = 0,001$  secunde, care poate fi implementat foarte simplu printr-un circuit RC.

Presupunem că intrarea în transformata Laplace este tensiunea nodului 1, iar ieșirea este cea a nodului 2. Formatul instrucțiunii este:

Efiltru 2 0 {V(1)} = {1/(1+0.001\*s)}

În analiza de curent continuu (DC), ieșirea este pur și simplu egală cu intrarea ( $V(2) = V(1)$ ), deoarece câștigul la  $s=0$  este 1.

În analiza de frecvență (.AC), câștigul se găsește prin substituirea lui  $s$  cu  $j\omega$ . Rezultă caracteristicile din figura 3.24. Frecvența de tăiere este de  $1000/2\pi = 159$  Hz cu o atenuare de 6 dB/octavă după această frecvență.

În analiza tranzitorie, ieșirea este dată de convoluția dintre forma de undă a intrării și răspunsul indicial al circuitului modelat de sursa Efiltru. Răspunsul indicial este o exponențială ce descrește cu  $\tau = 1$  ms.

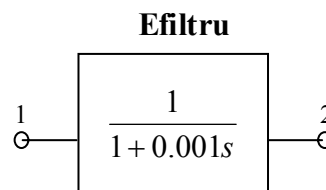


Figura 3.23

### Modelarea sub formă de filtre Cebîșev

Această extensie permite exprimarea funcției de transfer printr-un filtru Cebîșev, a cărui caracteristică este dată în figura 3.24.

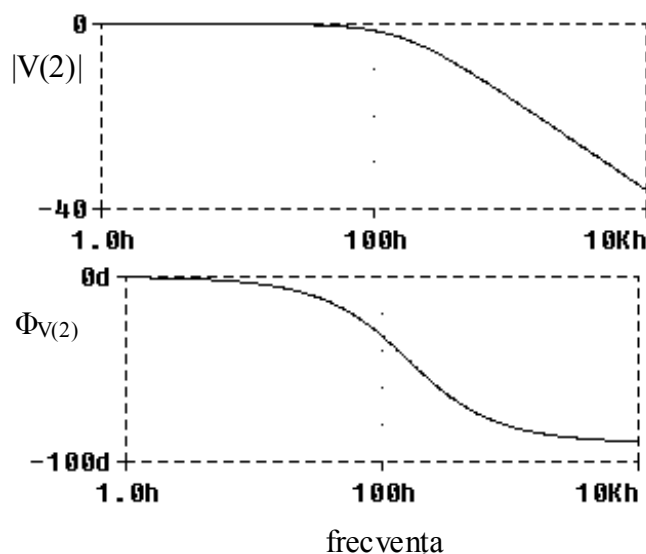


Figura 3.24

Forma instrucțiunii este următoarea:

**Enume N+ N- CHEBYSHEV {expresie} = tip\_filtru frec\_tăiere atenuare**

- **CHEBYSHEV** este un cuvânt cheie ce indică faptul că sursa are descrierea sub forma unui filtru Cebîșev.
- **{expresie}** este o combinație de intrări (curenți și/sau tensiuni) și se supune acelorași reguli ca la VALUE și TABLE. Valoarea expresiei este intrarea în filtru.

**tip\_filtru** poate fi:

**LP** trece jos (Low Pass)

**HP** trece sus (High Pass)

**BP** trece bandă (Band Pass)

**BR** oprește bandă (Band Reject)

- **frecvențele de tăiere și atenuările** depind de tipul filtrului.
  - **LP** și **HP** sunt caracterizate de două frecvențe de tăiere, **FS** și **FP** care delimitează banda de frecvențe a filtrului. Valorile atenuărilor, **RIPPLE** și **STOP**, definesc valoarea maximă permisă a atenuării în banda de trecere și valoarea minimă cerută în banda de tăiere.
  - **BP** și **BR** sunt caracterizate de 4 frecvențe de tăiere, **F0**, **F1**, **F2**, și **F3**. Atenuările au aceleași semnificații ca la celelalte două filtre.
- Ieșirea depinde de tipul analizei:
  - pentru analize **.DC** și **.OP**, ieșirea va fi răspunsul filtrului în curent continuu înmulțită cu valoarea expresiei.
  - pentru analiza **.AC**, **{expresie}** este liniarizată în jurul punctului de funcționare. Ieșirea pentru fiecare frecvență va fi produsul dintre răspunsul filtrului și câștigul corespunzător valorii **{expresie}** la acea frecvență.
  - pentru analiza **.TRAN**, **{expresie}** este calculată în fiecare moment. Ieșirea este dată de convoluția dintre valoarea trecută a expresiei și răspunsul indicial al filtrului.  
PSpice calculează răspunsul la impuls pentru fiecare filtru Cebîșev pentru a fi folosit în analiza de regim tranzitoriu. Aceasta necesită intervale mari de timp; pe ecran se va afișa un mesaj care va informa asupra avansului calculului.

#### **Exemplu**

- Elowpass 1 0 CHEBYSHEV {V(1)} = LP 800 1.2k 0.1dB 50dB

#### **Modelarea sub formă de tabele de răspuns în frecvență**

Funcția de transfer a circuitului este dată de un tabel al răspunsurilor în frecvență. Forma generală este:

**Enume N+ N- FREQ {expresie} = frecvență amplitudine fază**

- **FREQ** este un cuvânt cheie ce indică faptul că sursa are descrierea sub forma

- unui tabel de răspuns în frecvență.
- **{expresie}** este o combinație de intrări (curenți și/sau tensiuni) și se supune aceluiași reguli ca la VALUE și TABLE. Valoarea expresiei este intrarea în tabel.
  - tabelul conține triplete **frecvență - amplitudine - fază** sau **frecvență - număr\_complex**. Frecvențele trebuie să fie în ordine crescătoare. Intre intrările tabelului se face interpolare: liniară pentru fază și logaritmică pentru amplitudine. Pentru frecvențe din afara limitelor tabelului, se consideră amplitudinea zero.
  - **Ieșirea** depinde de tipul analizei:
    - pentru analiza **.DC** sau **.OP**, ieșirea va fi amplificarea în amplitudine la frecvență zero, înmulțită cu valoarea **{expresie}**.
    - pentru analiza **.AC**, **{expresie}** este liniarizată în jurul punctului de funcționare. Ieșirea pentru fiecare frecvență va fi intrarea înmulțită cu câștigul corespunzător lui **{expresie}**.
    - pentru **.TRAN**, **{expresie}** este calculată în fiecare moment. Ieșirea este dată de convoluția dintre valoarea trecută a expresiei și răspunsul indicial al răspunsului la frecvență.

### Exemplu

- Elowpass 5 0 FREQ {V(10)} = (0,0,0) (5kHz,0,0) (6kHz-60,0); un filtru trece jos cu răspunsul 1 (0 dB) pentru frecvențe sub 5 kHz și 0,001 (-60 dB) pentru frecvențe peste 6 kHz.

## 3.4.3. Componente active

### 3.4.3.1. Dioda

Reprezentarea simbolică a diodei este dată în figura 3.25.a, iar cea a modelului în figura 3.25.b.

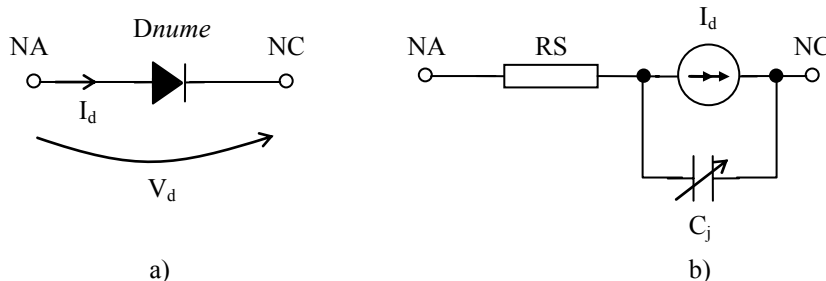


Figura 3.25. Reprezentarea simbolică a diodei a) și schema modelului b)



Dioda este modelată printr-o rezistență ohmică (RS) în serie cu o diodă ideală. Forma generală a instrucțiunii de descriere a diodei în PSpice este:

**Dnume NA NC nume\_model [AREA]**

Forma modelului:

**.MODEL nume\_model D [parametri\_de\_model]**

- **Dnume** este numele elementului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera D.
- **NA și NC** sunt nodurile de legare a diodei în circuit (NA-anod, NC-catod). Acestea definesc polaritatea tensiunii de polarizare directă ( $V_d$ ), care este potențialul nodului NA minus potențialul nodului NC. Sensul curentului direct ( $I_d$ ) este de la NA la NC.
- **nume\_model** este numele modelului dat de utilizator, sau cel din bibliotecă.
  - Dacă se intenționează crearea unui model nou, se folosește obligatoriu instrucțiunea .MODEL. În acest caz **nume\_model** poate fi oarecare. Parametrii de model se pot specifica toți, o parte sau nici unul. Dacă nu se specifică parametrii de model, în analiză se consideră cei implicați.
  - Dacă se folosește o componentă din bibliotecă, se specifică în instrucțiunea .LIB calea și numele bibliotecii.
- **[AREA]** este un câmp opțional și reprezintă factorul de suprafață. Scalează parametrii **IS, ISR, IKF, RS, CJO și IBV**. Implicit, are valoarea 1. **Parametrii de model** sunt dați în tabelul 3.13.

**Tabelul 3.13**

Parametrul de model	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
IS	Curentul de saturație	A	$10^{-14}$
ISR	Curentul de recombinare	A	0
IKF	curentul de injecție înaltă	A	$\infty$
IBV	Curentul de străpungere invers	A	$10^{-10}$
RS	Rezistența parazită totală	$\Omega$	0
N	Coeficientul de emisie		1
TT	Timpul de tranzit al purt. de sarcină	s	0
CJO	Capacitatea joncțiunii (fără polarizare)	F	0
VJ	Potențialul intern al joncțiunii	V	1
M	Exponentul fact. de tensiune pentru CJ		0,5
FC	Factorul de tensiune al capacității CJ		0,5
EG	Energia de activare sau lățimea benzii interzise	eV	1,11
XTI	Exponentul factorului termic din relația IS(T)		3

KF	Coeficientul pentru zgomotul de licărire		0
AF	Exponentul pentru zgomotul de licărire		1
BV	Tensiunea de străpungere	V	$\infty$
TBV1	Coeficientul de temperatură liniar al tensiunii de străpungere	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TBV2	Coeficientul de temperatură pătratic al tensiunii de străpungere	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TIKF	Coeficientul de temperatură pentru IKF	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TRS1	Coef. de temperatură liniar al lui RS	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TRS2	Coef. de temperatură pătratic al lui RS	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
T_ABS	temperatura absolută	$^{\circ}\text{C}$	
T_MEASURED	temperatura măsurată	$^{\circ}\text{C}$	
T_REL_GL OBAL	relativ la temperatura curentă	$^{\circ}\text{C}$	

### Ecuțiile diodei

Ecuții scrise mai jos utilizează următoarele variabile:

$V_d$  = tensiunea directă la bornele diodei ideale

$V_t$  = tensiunea termică ( $kT/q$ )

$k$  = constanta lui Boltzmann

$q$  = sarcina electronului

$T$  = temperatura analizei ( $^{\circ}\text{K}$ )

$T_{nom}$  - temperatura nominală (setată cu .OPTIONS)

### Ecuțiile diodei pentru curent continuu

$I_d = area (I_{dir} - I_{inv})$

$I_{dir} = \text{curentul direct} = I_{nrm} K_{inj} + I_{rec} K_{gen}$

$$I_{nrm} = \text{curentul normal} = IS \left( e^{\frac{V_d}{N V_t}} - 1 \right)$$

Dacă  $IKF > 0$ , atunci

$$K_{inj} = \text{factor de injecție} = \sqrt{\frac{IKF}{IKF + I_{nrm}}}$$

altfel,  $K_{inj} = 1$

(3.21)

$$I_{rec} = \text{curentul de recombinare} = ISR \left( e^{\frac{Vd}{NRVt}} - 1 \right)$$

$$K_{gen} = \text{factor de generare} = \left( \left( 1 - \frac{Vd}{Vj} \right)^2 + 0,005 \right)^{\frac{M}{2}}$$

$$I_{inv} = \text{curentul invers} = I_{inv_{sus}} + I_{inv_{jos}}$$

$$I_{inv_{sus}} = IBV \cdot e^{-\frac{Vd+BV}{NBV \cdot Vt}}$$

$$I_{inv_{jos}} = IBVL \cdot e^{-\frac{Vd+BV}{NBVL \cdot Vt}}$$

### ***Ecuatiile diodei pentru capacitate***

$$C_d = C_t + \text{area} \cdot C_j$$

$$C_t = \text{capacitatea de regim tranzitoriu} = TT \cdot G_d$$

$$G_d = \text{conductanța în cc} = \text{area} \frac{d(In_{rm} K_{inj} + I_{rec} K_{gen})}{dVd}$$

$$C_j = \text{capacitatea joncțiunii}$$

**(3.22)**

$$C_j = CJO \left( 1 - \frac{Vd}{Vj} \right)^M \quad \text{dacă } Vd < FC \cdot VJ$$

$$C_j = CJO (1 - FC)^{-(1-M)} \left( 1 - FC(1 + M) + M \frac{Vd}{VJ} \right) \quad \text{dacă } Vd > FC \cdot VJ$$

### ***Ecuatiile diodei pentru efectele temperaturii***

$$IS(T) = IS e^{\left( \frac{T}{Tnom} - 1 \right) \frac{EG}{NVt}} \left( \frac{T}{Tnom} \right)^{\frac{XTI}{N}}$$

$$ISR(T) = ISR e^{\left( \frac{T}{Tnom} - 1 \right) \frac{EG}{NVt}} \left( \frac{T}{Tnom} \right)^{\frac{XTI}{NR}} \quad \text{(3.23)}$$

$$\begin{aligned}
KF(T) &= IKF(1 + TIKF(T - Tnom)) \\
BV(T) &= BV \left[ 1 + TBV1(T - Tnom) + TBV2(T - Tnom)^2 \right] \\
RS(T) &= RS \left[ 1 + TRS1(T - Tnom) + TRS2(T - Tnom)^2 \right] \\
CJO(T) &= CJO \left\{ 1 + M \left[ 0,0004(T - Tnom) + \left( 1 - \frac{VJ(T)}{VJ} \right) \right] \right\}
\end{aligned}$$

### ***Ecuatiile de zgomot ale diodei***

Zgomotul termic al rezistenței parazite:

$$In^2 = \frac{4kT}{RS / area} \quad (3.24)$$

Zgomotul intrinsec al diodei și zgomotul de licărire:

$$In^2 = 2 \cdot q \cdot Id + \frac{KF \cdot Id^{AF}}{frecventa}$$

### **Exemple**

- Dredre 13 14 D1N4148  
.LIB c:\pspice\lib\diode.lib (diodă luată din bibliotecă)
- D1 2 3 Dmodel  
.MODEL Dmodel D (BV=100V, CJO=15p) (model creat de utilizator)

### **3.4.3.2. Tranzistorul bipolar**

Reprezentarea simbolică a tranzistorului bipolar este dată în figura 3.26.

Forma generală a instrucțiunii de descriere a tranzistorului bipolar în PSpice:

**Qnume NC NB NE [NS] nume\_model [AREA]**

Forma modelului:

**.MODEL nume\_model NPN [parametri\_de\_model]  
.MODEL nume\_model PNP [parametri\_de\_model]**

Tranzistorul bipolar este modelat ca un tranzistor intrinsec având rezistențe ohmice înseriate cu colectorul ( $Rc/area$ ), cu baza ( $Rb/area$ ) și cu emitorul ( $Re/area$ ), ca în figura 3.27.

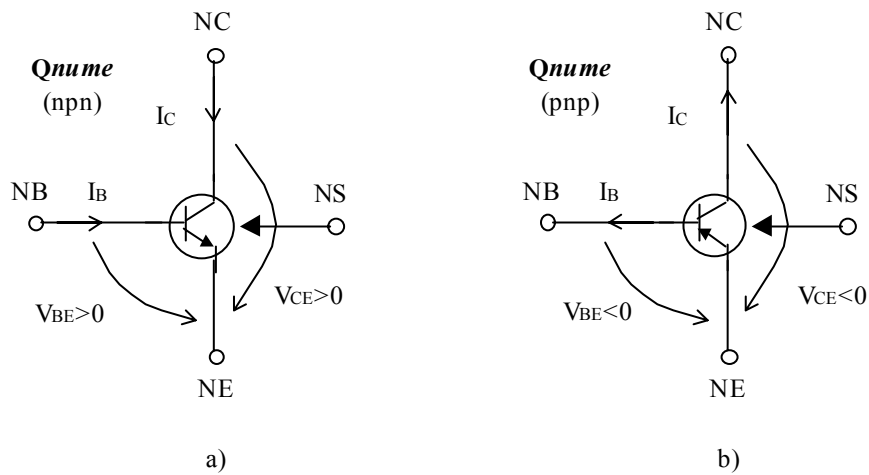


Figura 3.26. Reprezentarea simbolică a tranzistorului bipolar npn a) și pnp b)

I

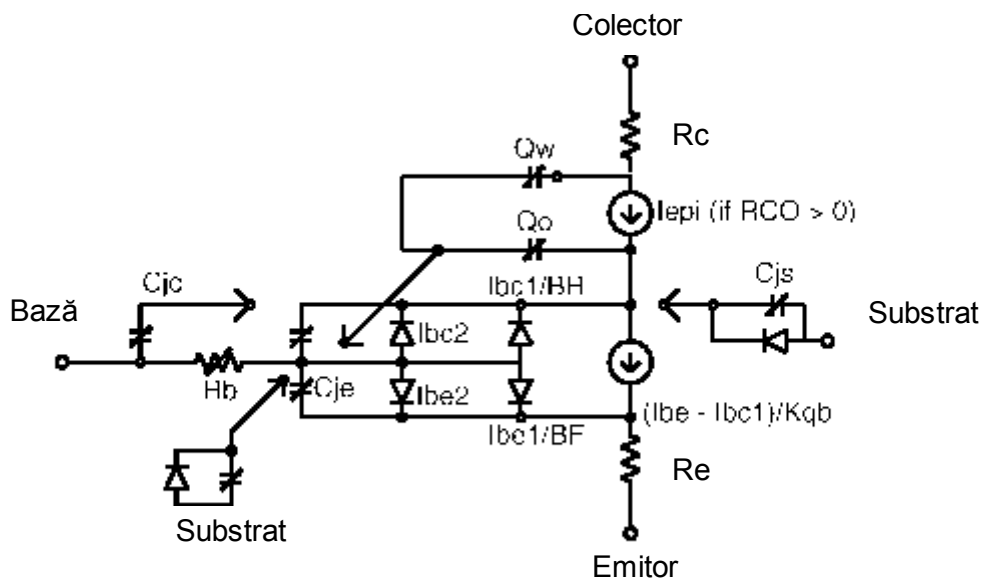


Figura 3.27. Reprezentarea schematică a modelului tranzistorului bipolar

- **Qnume** este numele elementului, care trebuie să înceapă cu litera Q.
- **NC, NB, NE, NS** sunt respectiv nodurile colector, bază, emitor și opțional substratul. Dacă substratul nu este specificat, implicit este masa. Dacă se specifică și nodul substratului, atunci acesta se pune între paranteze drepte [ ] pentru a nu fi confundat cu numele de model.

- **nume\_model** este numele modelului dat de utilizator, sau cel din bibliotecă.
  - Dacă se intenționează crearea unui model nou, se folosește obligatoriu instrucțiunea `.MODEL`. În acest caz **nume\_model** poate fi oarecare. Parametrii de model se pot specifica toți, o parte sau nici unul. Dacă nu se specifică parametrii de model, în analiză se consideră cei implicați.
  - Dacă se folosește o componentă din bibliotecă, se specifică în instrucțiunea `.LIB` calea și numele bibliotecii.
- **[AREA]** este factorul de suprafață. Implicat este 1.  
 În tabelul 3.14 sunt dați câțiva dintre cei mai importanți parametri de model ai tranzistorului bipolar.

**Tabelul 3.14**

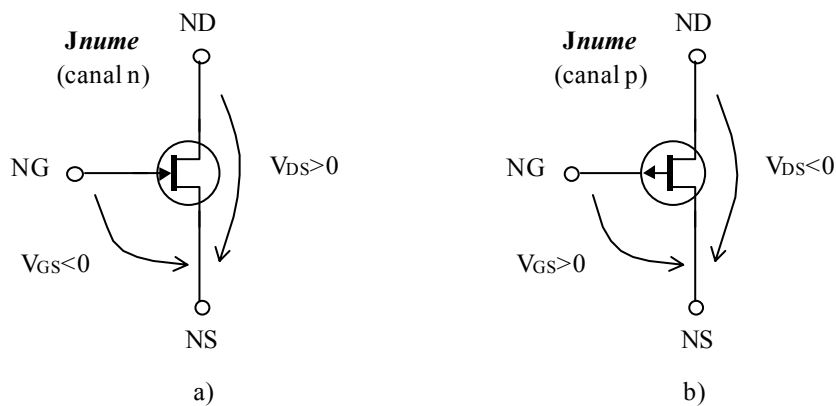
Nu-mele	Parametru	Unități	Valoarea predefinită
<b>IS</b>	Curentul de saturație	A	$10^{-16}$
<b>BF</b>	Câștigul în curent direct	-	100
<b>BR</b>	Câștigul în curent invers	-	1
<b>NF</b>	Coeficientul de emisie direct	-	1
<b>NR</b>	Coeficientul de emisie invers	-	1
<b>VAF</b>	Tensiunea Early directă	V	$\infty$
<b>VAR</b>	Tensiunea Early inversă	V	$\infty$
<b>RC</b>	Rezistența serie a colectorului	$\Omega$	0
<b>RE</b>	Rezistența serie a emitorului	$\Omega$	0
<b>RB</b>	Rezistența serie a bazei	$\Omega$	0
<b>TF</b>	Timpul de tranzit direct	S	0
<b>TR</b>	Timpul de tranzit invers	S	0
<b>CJE</b>	Capacitatea joncțiunii BE la polarizare nulă	F	0
<b>VJE</b>	Diferența internă de potențial a joncțiunii BE	V	0.75
<b>MJE</b>	Coeficientul de „gradare” a joncțiunii BE	-	0.33
<b>CJC</b>	Capacitatea joncțiunii BC la polarizare nulă	F	0
<b>VJC</b>	Diferența internă de potențial a joncțiunii BC	V	0.75
<b>MJC</b>	Coeficientul de „gradare” a joncțiunii BC	-	0.33
<b>CJS</b>	Capacitatea joncțiunii CS la polarizare nulă	F	0
<b>VJS</b>	Diferența internă de potențial a joncțiunii CS	V	0.75
<b>MJS</b>	Coeficientul de „gradare” a joncțiunii CS	-	0.33

**Exemple**

- Q1 3 5 8 BC171  
`.LIB c:\pspice\lib\QNOM.LIB (tranzistor luat din bibliotecă)`
- Qampli 10 11 0 Qmodel  
`.MODEL Qmodel NPN (Is=7.049f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=28.14 Bf=677)`

### 3.4.3.3. Tranzistorul cu efect de câmp JFET

Reprezentarea simbolică a tranzistorului JFET este dată în figura 3.28.



**Figura 3.28.** Reprezentarea simbolică a tranzistorului JFET cu canal n a) și cu canal p b)

Forma generală a instrucțiunii de descriere a tranzistorului JFET în PSpice :

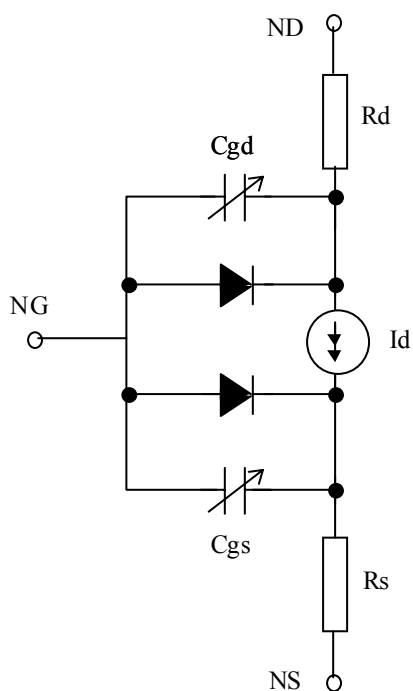
***Jnume* ND NG NS *nume\_model* [AREA]**

Forma modelului:

**.MODEL *nume\_model* NJF [*parametri\_de\_model*]  
.MODEL *nume\_model* PJF [*parametri\_de\_model*]**

Tranzistorul JFET este modelat ca un tranzistor JFET intrinsec având rezistențe ohmice înseriate cu drena ( $R_d/area$ ), și cu sursa ( $R_s/area$ ), ca în figura 3.29.

- **Jnume** este numele elementului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera J.
- **ND, NG, NS** sunt respectiv nodurile drenă, poartă și sursă.
- **nume\_model** este numele modelului dat de utilizator, sau cel din bibliotecă.
  - Dacă se intenționează crearea unui model nou, se folosește obligatoriu instrucțiunea .MODEL. În acest caz **nume\_model** poate fi oarecare. Parametrii de model se pot specifica toți, o parte sau nici unul. Dacă nu se specifică parametrii de model, în analiză se consideră cei impliciți.
  - Dacă se folosește o componentă din bibliotecă, se specifică în instrucțiunea .LIB calea și numele bibliotecii.



**Figura 3.29.** Reprezentarea schematică a modelului tranzistorului JFET

- [AREA] este factorul de suprafață. Implicat este 1.  
Parametrii de model sunt dați în tabelul 3.15.

**Tabelul 3.15**

Parametrul de model	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
IS	Curentul de saturație al joncțiunii	A	$10^{-14}$
ISR	Curentul de recombinare	A	0
RS	Rezistența ohmică a sursei	$\Omega$	0
N	Coeficientul de emisie		1
CGD	Capacitatea grilă-drenă(fără polarizare)	F	0
CGS	Capacitatea grilă-sursă(fără polarizare)	F	0
M	Exponentul fact. de tensiune pentru CJ		0,5
FC	Factorul de tensiune al capacității CJ		0,5
XTI	Exponentul factorului termic din relația IS(T)		3



KF	Coeficientul pentru zgomotul de licărire		0
AF	Exponentul pentru zgomotul de licărire		1
ALPHA	Coeficient de ionizare	$V^{-1}$	0
BETA	Coeficient de transconductanță	$A / V^2$	$10^{-4}$
BETATCE	Coef. exponențial de temp al lui BETA	$\% / ^\circ C$	0
NR	Coeficientul de emisie pentru ISR		2
PB	Potențialul joncțiunii p-n	V	1
RD	Rezistența ohmică a drenei	$\Omega$	0
RS	Rezistența ohmică a sursei	$\Omega$	0
T_ABS	temperatura absolută	$^\circ C$	
T_MEASUR ED	temperatura măsurată	$^\circ C$	
T_REL_GL OBAL	relativ la temperatura curentă	$^\circ C$	

#### Exemple

- J10 2 4 6 J2N2608  
.LIB c:\pspice\lib\JFET.LIB (tranzistor JFET luat din bibliotecă)
- Jsimplu 10 11 0 Jmod  
.MODEL Jmod NJF (Beta=456.9u Betatce=-0.5 Rd=1 Rs=1 Lambda=12m Vto=-2.114)

#### 3.4.3.4. Tranzistorul cu efect de câmp MOSFET

Reprezentarea simbolică a tranzistorului MOSFET este dată în figura 3.30.

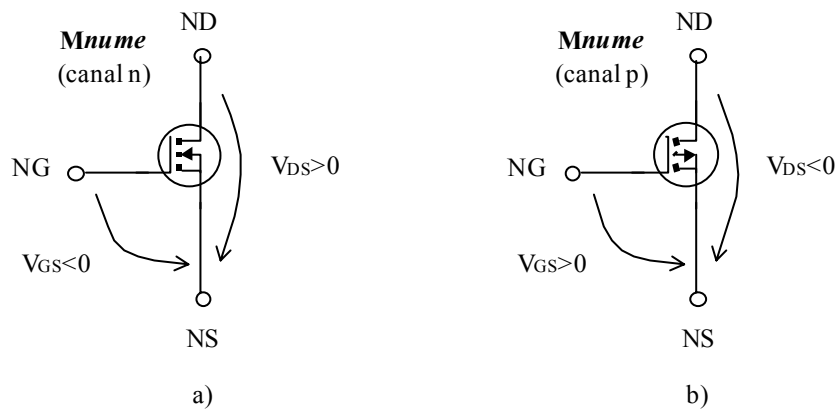
Forma generală a instrucțiunii de descriere a tranzistorului MOSFET în PSpice este următoarea:

```
Mnume ND NG NS NB nume_model [L=val] [W=val] [AD=val]
+ [AS=val] [PD=val] [PS=val] [NRD=val] [NRS=val] [NRG=val]
+ [NRB=val] [M=val]
```

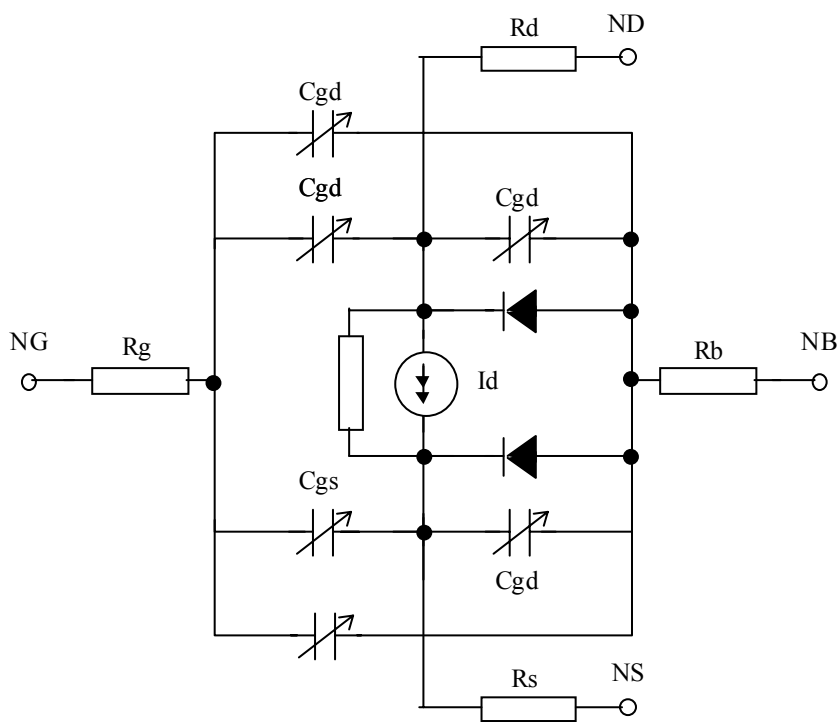
Forma modelului:

```
.MODEL nume_model NMOS [parametri_de_model]
.MODEL nume_model PMOS [parametri_de_model]
```

Tranzistorul MOSFET este modelat ca un tranzistor MOS intrinsec având rezistențe ohmice înseriate cu drenea ( $R_d/area$ ), sursa ( $R_s/area$ ), poarta ( $R_g/area$ ) și substratul ( $R_b/area$ ), ca în figura 3.31. Există de asemenea o rezistență șunt ( $R_{ds}$ ) în paralel cu canalul drenă-sursă.



**Figura 3.30.** Reprezentarea simbolică a MOSFET cu canal n a) și cu canal p b)



**Figura 3.31.** Reprezentarea schematică a modelului tranzistorului MOSFET

- **Mnume** este numele elementului, care trebuie să înceapă întotdeauna cu litera M.
- **ND, NG, NS** și **NB** sunt respectiv nodurile drenă, poartă, sursă și substrat (bulk).
- **nume\_model** este numele modelului dat de utilizator, sau cel din bibliotecă.
  - Dacă se intenționează crearea unui model nou, se folosește obligatoriu instrucțiunea **.MODEL**. În acest caz **nume\_model** poate fi oarecare. Parametrii de model se pot specifica toți, o parte sau nici unul. Dacă nu se specifică parametrii de model, în analiză se consideră cei implicați.
  - Dacă se folosește o componentă din bibliotecă, se specifică în instrucțiunea **.LIB** calea și numele bibliotecii.
- **L** și **W** sunt lungimea și lățimea canalului. Se pot specifica fie în instrucțiunea **.MODEL** asociată, fie în **.OPTIONS**. Valorile implicite sunt 100 μm.
- **AD** și **AS** sunt ariile de difuzie ale drenei și sursei. Valorile implicite se pot seta din **.OPTIONS**. Dacă nu se specifică, acestea se consideră 0.
- **PD** și **PS** sunt perimetrele de difuzie ale drenei și sursei. Implicite sunt 0.
- **NRD, NRS, NRG** și **NRB** sunt factori de multiplicare ai lui RSH pentru obținerea rezistențelor ohmice parazite Rd, Rs, Rg și Rb. **NRD** și **NRS** sunt implicite 1 și **NRG** și **NRB** sunt implicite 0.
- **M** este un multiplicator de dispozitive (implicite = 1). Simulează mai multe dispozitive în paralel. Simulatorul furnizează șase modele de MOSFET care diferă între ele prin caracteristica I-V.

#### Exemple

- M1 2 4 6 8 M2N6757  
.LIB c:\pspice\lib\PWRMOS.LIB (tranzistor MOS luat din bibliotecă)
- M3 1 5 10 20 Mmod  
.MODEL Mmod NMOS (VTO=3.84 KP=7 THETA=0.058 VMAX=2E5 LEVEL=3)

#### 3.4.4. Apelarea subcircuitelor

Un *subcircuit* este o porțiune dintr-un circuit care poate fi definit separat, ca o componentă de sine stătătoare (v. comanda **.SUBCKT**, § 3.5.5.2) și poate fi apelat ori de câte ori este nevoie. Această instrucțiune face apelul subcircuitului pentru a fi inclus în circuitul principal.

Formatul general al instrucțiunii este:

**Xnume [noduri] nume\_subckt [PARAMS: nume = valoare]  
+ [TEXT: nume = val\_text]**

- **noduri** reprezintă nodurile de legare a subcircuitului în circuitul principal. Numărul lor trebuie să fie egal cu cel din definiția subcircuitului (v. comanda **.SUBCKT**). Ordinea și semnificația lor trebuie de asemenea respectată.

- **nume\_subckt** reprezintă numele subcircuitului, din instrucțiunea de definire (.SUBCKT).
- **PARAMS** atribuie valori parametrilor subcircuitului, considerându-le ca argumente în expresiile din interiorul subcircuitului. Dacă nu se specifică, parametrii iau valorile din instrucțiunea de definire (.SUBCKT) corespunzătoare.
- **TEXT** trece valori text în subcircuit sau în expresiile text din interiorul acestuia.
- Subcircuitul pot fi părți componente ale altor subcircuite până la orice nivel. Apelul însă nu poate fi circular, adică dacă un subcircuit B se găsește în interiorul unui alt subcircuit A, atunci acesta nu poate face apelul subcircuitului A.

#### **Exemple**

- X1 10 12 15 18 21 UA741
- X2 1 2 3 potent PARAMS: Rtotal=1k K=0.5
- X3 in+ in- V+ V- out AMPLIOP
- Xfilt 1 3 filtru PARAMS: frec\_centr=100k

### **3.5. Instrucțiuni de comandă și control**

#### **3.5.1. Instrucțiuni de specificare a tipului de analiză standard**

##### **3.5.1.1. Calculul punctului de polarizare (.OP)**

Această instrucțiune determină tipărirea de informații detaliate asupra punctului de polarizare.

Formatul instrucțiunii este:

**.OP**

- Rezultatele se găsesc tipărite în fișierul de ieșire (.OUT).
- Punctul de polarizare se calculează chiar dacă există sau nu instrucțiunea .OP inclusă în program. Fără .OP, singurele informații despre punctul de polarizare ce se găsesc în fișierul de ieșire sunt tensiunile nodale, curenții prin sursele de tensiune și puterea totală disipată.
- Utilizarea comenzii .OP determină tipărirea în fișierul de ieșire a parametrilor liniarizați ai tuturor surselor comandate neliniare și ai dispozitivelor active.
- .OP nu are efect asupra punctului de polarizare de la analiza tranzitorie. Pentru detalierea acestui punct, vezi instrucțiunea .TRAN.

### 3.5.1.2. Analiza în curent continuu (.DC)

La această comandă, simulatorul realizează analiza liniară sau logaritmică în curent continuu a circuitului prin baleierea uneia sau a două surse independente de tensiune și/sau curent sau a unor parametri globali sau de model sau a temperaturii.

Formatul general al instrucțiunii este:

**.DC tip\_baleiaj variabilă\_baleiaj valoare\_start valoare\_stop  
+ valoare\_increment [nr\_puncte] [specificații\_a\_doua\_variabilă]**

sau

**.DC variabilă\_baleiaj LIST valori\_listă**

➤ **tip\_baleiaj** poate fi:

- **LIN** - Variabilă\_baleiaj variază liniar între **valoare\_start** și **valoare\_stop**, cu mărimea pasului indicat de **valoare\_increment**. Cuvântul cheie **LIN** este opțional. **Valoare\_start** poate fi mai mare sau mai mică decât **valoare\_stop**. Analiza poate evolua în orice direcție. **Valoare\_increment** trebuie să fie pozitivă, diferită de zero.
- **OCT** - Variabila se modifică logaritmic, pe octave.
- **DEC** - Variabila se modifică logaritmic, pe decade.  
La analizele **OCT** și **DEC**, **valoare\_start** trebuie să fie pozitivă și mai mică decât **valoare\_stop**. **Valoare\_increment** este înlocuit cu **[nr\_puncte]**, care specifică numărul de puncte pe octavă sau pe decadă.
- **LIST** – Valorile variabilei sunt luate dintr-o listă specificată în instrucțiune. Dacă se folosește această opțiune, nu se mai specifică **valoare\_start**, **valoare\_stop** și **valoare\_increment**. Valorile din listă se dau în continuarea instrucțiunii.

Dacă nu se specifică **tip\_baleiaj**, acesta este considerat implicit liniar.

➤ **variabilă\_baleiaj** poate fi:

- **sursă** – numele unei surse independente de tensiune sau de curent. În timpul analizei, valoarea sursei este setată la valoarea de baleiaj. Sursa independentă poate fi de orice tip.
- **parametru de model** – un tip de model și un nume de model urmat de numele parametrului între paranteze. Parametrul este setat la valoarea de baleiaj. Următorii parametri nu pot fi baleiați cu succes: **L** și **W** pentru tranzistoare MOSFET și orice parametru de temperatură cum ar fi **TC1** și **TC2** pentru rezistor.
- **temperatura** – se utilizează pentru temperatură cuvântul cheie **TEMP**. Temperatura este setată la valoarea de baleiaj, indiferent de valoarea specificată în **.OPTIONS**. Pentru fiecare valoare, fiecare componentă din circuit își actualizează parametrii de model la temperatura la care se face analiza.

- **parametru global** – se folosește cuvântul cheie **PARAM** urmat de numele parametrului. În timpul analizei, toate expresiile sunt reevaluate pentru valoarea de baleiaj a parametrului global.

La sfârșitul analizei, **variabilă\_baleiaj** își recapătă valoarea dinaintea simulării.

- Dacă se utilizează a doua variabilă de baleiaj, acestea trebuie să i se specifice aceleași câmpuri ca și la prima variabilă în [**specificații\_a\_doua\_variabilă**]. În acest caz, instrucțiunea lucrează ca o buclă FOR: baleierea primei variabile se realizează pentru fiecare valoare a celei de a doua variabile. În fereastra de vizualizare grafică *Probe* se afișează familii de caracteristici.

### Observații

- ☞ Fișierul de intrare poate conține o singură instrucțiune .DC.
- ☞ Rezultatele analizei pot fi vizualizate grafic în fereastra *Probe*, sau în mod text în fișierul de ieșire .OUT, utilizând instrucțiunile .PRINT și .PLOT.

### Exemple

- .DC VIN -2 2 0.01; baleiere liniară pentru valori ale lui VIN între -2 și 2 cu pas de 0,01.
- .DC I1 DEC 1m 1000m 100; baleiere logaritmică pe decade cu I1 între 1mA și 1A, cu 100 de puncte pe decadă
- .DC RES RMOD(R) 0.5 1.5 0.05; baleierea liniară a parametrului de model R între 0,5 și 1,5 cu pas de 0,05
- .DC DEC PARAM r 100 100k 120; baleierea logaritmică a parametrului global *r*
- .DC TEMP LIST -50 -20 25 40 PARAM VIN 1 10 0.1 ; pentru fiecare valoare a lui VIN între 1 și 10 cu pas de 0,1, circuitul este analizat pentru valorile de temperatură din listă.

### 3.5.1.3. Analiza în frecvență (.AC)

La această comandă, simulatorul calculează răspunsul în frecvență al circuitului pentru un interval de frecvențe specificat.

Formatul general al instrucțiunii este:

**.AC tip\_baleiaj nr\_puncte freqv\_start freqv\_stop**

- **tip\_baleiaj** poate fi:
  - **LIN** – frecvența variază liniar între **freqv\_start** și **freqv\_stop**. **Nr\_puncte** este numărul de puncte echidistante de pe tot intervalul de baleiere.
  - **OCT** - frecvența variază logaritmic, pe octave. **Nr\_puncte** este numărul de puncte pe octavă, plasate logaritmic.

- **DEC** - frecvența variază logaritmically, pe decade. **Nr\_puncte** este numărul de puncte pe decade, plasate logaritmically.
- **frecv\_start** trebuie să fie mai mică decât **frecv\_stop** și amândouă trebuie să fie pozitive. Intreaga baleiere trebuie să cuprindă cel puțin un punct.

### Observații

- ☞ Rezultatele analizei pot fi vizualizate grafic în meniul *Probe*, sau în mod text în fișierul de ieșire cu instrucțiunile **.PRINT** și **.PLOT**.
- ☞ Analiza **.AC** este o analiză liniară. Simulatorul calculează răspunsul la frecvență prin liniarizarea circuitului în jurul punctului de polarizare.
- ☞ Toate sursele independente de tensiune sau curent care au specificat cuvântul cheie **AC** sunt intrări în circuit. În timpul analizei însă, se iau în considerare doar sursele de tip **AC** care au amplitudinea diferită de zero. Sursele **SIN** nu sunt luate în considerare la această analiză, ci doar la cea de regim tranzitoriu.

### Exemple

- **.AC LIN 100 1Hz 100kHz**
- **.AC DEC 50 10 1meg**
- **.AC OCT 10 1k 160k**

#### 3.5.1.4. Analiza de regim tranzitoriu (.TRAN)

La această comandă se realizează analiza în domeniul timp a circuitului, denumită și analiză de regim tranzitoriu.

Formatul general al instrucțiunii este:

**.TRAN [/OP] pas\_tipărire moment\_final [start\_tipărire [pas\_maxim]]  
+[UIC]**

- **[/OP]** determină detalierea punctului de polarizare și are același efect ca și instrucțiunea **.OP**. Fără specificarea acestui câmp, se tipăresc doar tensiunile nodale ale punctului de polarizare.
- **pas\_tipărire (TSTEP)** specifică intervalul dintre două puncte adiacente utilizat pentru tipărirea rezultatelor cu instrucțiunile **.PRINT** și **.PLOT**, sau la realizarea analizei Fourier. Deoarece rezultatele sunt calculate la timpi diferiți față de cei la care se cere tipărirea, pentru obținerea valorilor ce se tipăresc se utilizează interpolarea cu polinom de ordinul 2. Aceasta se aplică doar pentru instrucțiunile **.PRINT**, **.PLOT** și **.FOUR** și nu afectează reprezentarea grafică din *Probe*.
- **moment\_final (TSTOP)** stabilește momentul până la care se face analiza.
- **start\_tipărire (TSTART)** este momentul de la care începe tipărirea rezultatelor sau salvarea lor în fișierul **.DAT**.
- **[pas\_maxim]** este pasul maxim de efectuare a analizei.

- **[UIC]** este un cuvânt cheie opțional (Use Initial Conditions) ce indică utilizarea condițiilor inițiale specificate prin parametrii IC=... de la descrierea elementelor de circuit (bobine și condensatoare), la începerea analizei tranzitorii. Omiterea acestui cuvânt determină considerarea condițiilor inițiale zero.

### Observații

- ☞ Înainte de începerea analizei tranzitorii, PSpice calculează punctul de polarizare inițial, separat de cel calculat cu instrucțiunile .OP sau .DC. Această operație este necesară deoarece, în regim tranzitoriu, sursele independente pot avea alte valori inițiale decât în curent continuu.
- ☞ Analiza începe întotdeauna de la momentul  $t = 0$ . În intervalul  $0 \div TSTART$ , analiza se efectuează, însă datele nu sunt reținute în memoria calculatorului. Implicit,  $TSTART = 0$ .
- ☞ În timpul analizei, pasul intern de calcul este ajustat: în intervalele unde calculele sunt simple, pasul este crescut, iar în cele cu calcule laborioase, pasul se micșorează.  
Valoarea maximă implicită (dacă nu se specifică **pas\_maxim**) este  $(TSTOP - TSTART)/50$ , dar dacă în circuit sunt elemente de stocare (inductive sau capacitive), valoarea maximă este  $TSTEP$ .
- ☞ Rezultatele analizei pot fi vizualizate grafic în meniul *Probe*, sau în mod text în fișierul de ieșire cu instrucțiune .PRINT și .PLOT.

### Exemple

- .TRAN 1u 100u
- .TRAN/OP 1u 100u 20u 2u UIC

### 3.5.1.5. Analiza Fourier (.FOUR)

Această instrucțiune determină calculul componentelor Fourier ale rezultatului unei analize tranzitorii.

Formatul general al instrucțiunii este:

**.FOUR frecvența [nr\_armonici] variabilă\_ieșire**

- **frecvența** este valoarea frecvenței fundamentalei pentru care se efectuează analiza Fourier.
- **nr\_armonici** este numărul armonicilor pentru care se efectuează analiza. Dacă acest câmp nu se specifică, programul calculează implicit componenta de c.c., fundamentala și primele 8 armonici.
- **variabile\_ieșire** sunt mărimile de ieșire pentru care se efectuează analiza. Simbolizarea lor este aceeași ca la instrucțiunile .PLOT sau .PRINT.



### Observații

- ☞ Pentru efectuarea analizei .FOUR este obligatorie efectuarea anterioară a analizei .TRAN.
- ☞ Pasul utilizat pentru calculul analizei Fourier este TSTEP de la analiza .TRAN sau 1% din TSTOP, dacă acesta este mai mic. Nu se utilizează rezultatul întregii analize .TRAN, ci doar intervalul de timp de la sfârșit până la 1/frecvență înainte de sfârșit (o perioadă). Aceasta înseamnă că analiza tranzitorie trebuie să conțină cel puțin o perioadă.
- ☞ Rezultatele sunt tipărite în fișierul de ieșire .OUT. Nu este necesară specificarea instrucțiunilor .PRINT, .PLOT sau .PROBE.

### Exemple

- .FOUR 1 kHz V(1) I(R)
- .FOUR 10k 15 V(2,3)

### 3.5.1.6. Analiza la semnal mic (.TF)

Această comandă determină calculul câștigului în curent continuu la semnal mic prin liniarizarea circuitului în jurul punctului de polarizare.

Forma generală a instrucțiunii este:

**.TF var\_ieșire var\_intrare**

- **var\_ieșire** și **var\_intrare** reprezintă numele variabilelor de ieșire și de intrare pentru care se calculează funcția de transfer. Au același format și simbolizare ca la instrucțiunea .PRINT.

### Observații

- ☞ În afara funcției de transfer ca raport:

$$TF = \frac{var\_iesire}{var\_intrare} \quad (3.25)$$

programul mai calculează și rezistențele de intrare și de ieșire ale circuitului.

- ☞ Când **var\_ieșire** este un curent, acesta trebuie să fie curentul printr-o sursă independentă de tensiune.
- ☞ Rezultatele acestei comenzi se tipăresc în fișierul de ieșire .OUT. Nu necesită instrucțiuni .PRINT, .PLOT sau .PROBE.

### Exemplu

- .TF V(2) V(1)

### 3.5.1.7. Analiza de sensibilitate (.SENS)

Această comandă realizează analiza de sensibilitate în curent continuu.

Formatul general al instrucțiunii este:

#### **.SENS var\_ieșire**

- **var\_ieșire** are același format și simbolizare ca la instrucțiunea **.PRINT** pentru analize **.DC** și **.TRAN**. Totuși, când **var\_ieșire** este un curent, acesta trebuie să fie curentul printr-o sursă de tensiune.

#### **Observații**

- ☞ Calculul de sensibilitate se realizează prin liniarizarea circuitului în jurul punctului de funcționare pentru toate variabilele de ieșire specificate. Elementele de circuit pentru care se realizează acest calcul sunt:
  - rezistențe
  - surse independente de tensiune și curent
  - comutatoare comandate în tensiune și curent
  - diode
  - tranzistoare bipolare
- ☞ Rezultatele sunt disponibile numai în fișierul de ieșire **.OUT**. Se specifică variația lui **var\_ieșire** pentru variații cu o unitate a valorilor sau a parametrilor și sensibilitatea normalizată.

#### **Exemplu**

- **.SENS V(2) V(3,4) I(R1)**

### **3.5.1.8. Analiza de zgomot (.NOISE)**

Scopul acestei comenzi este de a realiza o analiză de zgomot în circuit.

Forma generală a instrucțiunii este:

#### **.NOISE V(nod1,[nod2]) nume [interval]**

- **V(nod1,[nod2])** reprezintă tensiunea de ieșire pentru care se face analiza de zgomot. Poate fi o tensiune nodală (**V(nod1)** sau tensiunea dintre două noduri (**V(nod1,nod2)**) (v. comanda **.PROBE**).
- **nume** este numele unei surse independente de tensiune sau de curent unde se calculează zgomotul de intrare echivalent. **Nume** nu este în sine un generator de zgomot, ci semnifică doar locul unde se calculează zgomotul de intrare echivalent.
- **[interval]** este un întreg care specifică cât de des se tipărește în fișierul de ieșire rezultatul analizei de zgomot.

#### **Observații**

- ☞ O analiză de zgomot se realizează în conjuncție cu o analiză în frecvență și cere o comandă de tip **.AC**. Datele sunt înregistrate în fișierul din *Probe* (**.DAT**) pentru fiecare frecvență pentru care se realizează analiza **.AC**.

- ☞ Dispozitivele generatoare de zgomot și pentru care există un model de zgomot sunt rezistențele și dispozitivele semiconductoare. Pentru acestea, simulatorul calculează:
  - zgomotul fiecărui dispozitiv (propagat către un nod specificat)
  - zgomotul total de intrare și de ieșire.
- ☞ Pentru fiecare frecvență, se calculează contribuția fiecărui generator de zgomot din circuit propagată către nodul de ieșire. În acest nod, se calculează apoi zgomotul total prin însumarea pătratică a tuturor zgomotelor propagate. În final, rezultatul se prezintă prin câștigul dintre sursa de intrare și tensiunea de ieșire, zgomotul total de ieșire și zgomotul echivalent de intrare.
- ☞ Dacă **nume** este o sursă de tensiune, atunci unitatea de măsură a zgomotului de intrare este V/Hz. Dacă **nume** este o sursă de curent, atunci unitatea de măsură este A/Hz. Zgomotul de ieșire are drept unitate de măsură V/Hz.
- ☞ Zgomotul total de la ieșire și zgomotul echivalent de intrare pentru fiecare frecvență se pot vizualiza în *Probe*. Dacă se specifică **[interval]**, atunci pentru fiecare frecvență se tipărește în fișierul de ieșire .OUT un tabel detaliat cu contribuția individuală a fiecărui generator de zgomot din circuit, la zgomotul total. Aceste valori reprezintă zgomotul propagat către nodul de ieșire și nu zgomotul fiecărui generator. Dacă **[interval]** nu este specificat, în fișierul de ieșire nu se prezintă nici o informație despre analiza de zgomot. Tabelul detaliat se tipărește automat, fără a necesita comenzi .PRINT sau .PLOT. Dacă se utilizează aceste comenzi, în fișierul de ieșire se tipăresc și valorile zgomotului de ieșire și a celui echivalent de la intrare.

### Exemple

- .NOISE V(1) Vintrare
- .NOISE V(2,3) Iin 20

## 3.5.2. Instrucțiuni de control al rezultatelor

### 3.5.2.1. Instrucțiunea .PROBE

La această comandă, programul scrie rezultatele analizelor .DC, .AC, .TRAN și .NOISE într-un fișier de date, cu scopul vizualizării lor în fereastra *Probe*.

Forma generală a instrucțiunii este:

**.PROBE [/CSDF] var\_ieșire**

- **[CSDF]** (Common Simulation Data File) creează fișierul de date în format text, nu binar, cum ar fi dacă nu s-ar utiliza această opțiune.
- **var\_ieșire** reprezintă numele variabilelor de ieșire, specific fiecăreia dintre instrucțiunile .DC, .AC, .TRAN și .NOISE. Numărul acestor variabile este nelimitat. Formatul variabilelor este similar cu cel utilizat când se specifică

numele unei forme de undă în Probe. Dacă .PROBE se specifică fără indicarea nici unui nume **var\_ieșire**, în fișierul de date (.DAT) se vor înscrie (și vor putea fi vizualizate ulterior) toate tensiunile nodale și curenții prin laturi. Dacă însă se specifică un nume **var\_ieșire**, fișierul .DAT va conține numai date referitoare la acea variabilă. Această instrucțiune a fost concepută pentru limitarea dimensiunii fișierelor de date, în cazul circuitelor foarte mari.

### **Formatul variabilelor de ieșire**

Pentru analize de tip .DC și .TRAN, formatul variabilelor de ieșire este dat în tabelul 3.16.

**Tabelul 3.16**

<b>Variabila</b>	<b>Semnificație</b>
$V(nod)$ Ex: V(1)	Tensiunea la un nod Ex: Tensiunea nodului 1
$V(nod1,nod2)$ Ex: V(1,2)	Tensiunea dintre nod1 și nod2 Ex: Tensiunea dintre nodurile 1 și 2
$V(ume)$ Ex: V(R1)	Tensiunea pe un dispozitiv cu două terminale Ex: Tensiunea la bornele lui R1
$Vx(ume)$ Ex: VD(M1)	Tensiunea la un terminal nelegat la masă Ex: Tensiunea drenei tranzistorului MOS M1
$Vz(ume)$ Ex: VA(T1)	Tensiunea la un capăt al unei linii de transmisie Ex: Tensiunea portului A a liniei T1
$Vxy(ume)$ Ex: VBE(Q1)	Tensiunea între 2 terminale ale unui dispozitiv cu 3 sau 4 terminale Ex: Tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q1
$I(ume)$	Curentul printr-un dispozitiv cu două terminale
$Ix(ume)$	Curentul într-un terminal al unui dispozitiv cu 3 sau 4 terminale
$Iz(ume)$	Curentul la un capăt al unei linii de transmisie

- x și y este prescurtarea unui terminal, după cum urmează:

- pentru tranzistoare bipolare (Q): **C** – colector, **B** – bază, **E** – emitor, **S** – substrat.
- pentru tranzistoare MOSFET (M): **D** – drenă, **G** – grilă, **S** – sursă, **B** – substrat.
- pentru tranzistoare JFET (J): **D** – drenă, **G** – grilă, **S** – sursă.

- z este **A** sau **B**.

Curenții de ieșire ai dispozitivelor F și G nu sunt disponibili pentru analize .AC și .TRAN în .PROBE.

Pentru analiza .AC, formatul este același cu cel de la DC, la care se adaugă următoarele sufixe (tabelul 3.17):

**Tabelul 3.17**

Sufix	Semnificație
<i>nimic</i> Ex: V(1)	Amplitudine Ex: Amplitudinea tensiunii nodului 1
DB Ex: VDB(1)-VDB(2)	Amplitudinea în decibeli. Ex: Valoarea în dB a raportului V(1)/V(2)
G Ex: IGG(M3)	Întârzierea de grup (-dφ/df) Ex: Întârzierea de grup a curentului de grilă a lui M3
I Ex: VI(L1)	Partea imaginară Ex: Partea imaginară a tensiunii de pe L1
R Ex: VR(L1)	Partea reală Ex: Partea reală a tensiunii de pe L1
M Ex IM(R)	Amplitudinea Ex: Amplitudinea curentului prin R
P Ex: VBEP(Q1)	Faza în grade Faza tensiunii bază-emitor a tranzistorului Q1

Pentru analiza .NOISE, variabilele de ieșire sunt definite ca (tabelul 3.18):

**Tabelul 3.18**

Variabilă de ieșire	Semnificație
INOISE	Valoarea efectivă a zgomotului echivalent la nodul de intrare
ONoise	INOISE echivalent la nodul de ieșire
DB(NOISE)	INOISE în decibeli
DB(ONoise)	ONoise în decibeli

**Exemple**

- .PROBE V(1) I(R1)
- .PROBE/CSDF V(L1); tipărește valorile tensiunii de la bornele inductanței N1.
- .PROBE V(N1); în acest caz, N1 este numele unui nod.

**3.5.2.2. Instrucțiunea .PRINT**

Această comandă permite tipărirea rezultatelor analizelor .DC, .AC, .TRAN și .NOISE în fișierul de ieșire.

Formatul general al acestei instrucțiuni este:

**.PRINT tip\_analiză var\_ieșire**

- **tip\_analiză** reprezintă tipul analizei ale cărei rezultate se tipăresc tabelar în fișierul de ieșire. Într-o comandă .PRINT se poate specifica un singur tip de analiză (.AC, .DC, .TRAN sau .NOISE).
- **var\_ieșire** reprezintă variabilele de ieșire care se vor tipări. Numărul lor nu este limitat. La tipărire, fișierul este împărțit în coloane a căror lățime este fixată prin opțiunea NUMDGT. Numărul de coloane depinde de numărul de caractere de pe un rând (fixat cu comanda .WIDTH). Formatul **var\_ieșire** este același ca la comanda .PROBE.
- O analiză poate avea mai multe comenzi .PRINT.

#### Exemple

- .PRINT TRAN V(3) IB(Q1) I(V1)
- .PRINT AC VDB(1)

### 3.5.2.3. Instrucțiunea .PLOT

Această comandă trasează graficul unor variabile specificate în fișierul de ieșire.

Formatul general al instrucțiunii este:

**.PLOT tip\_analiză var\_ieșire [lim\_inf, lim\_sup]**

- **tip\_analiză** reprezintă tipul analizei pentru care se trasează graficul în fișierul de ieșire. Într-o comandă .PLOT se poate specifica un singur tip de analiză (.AC, .DC, .TRAN sau .NOISE).
- **tip\_variabilă** reprezintă variabilele de ieșire (axa y din grafic). Într-o comandă .PLOT sunt permise doar 8 variabile de ieșire. Totuși, într-un program se pot utiliza oricâte comenzi .PLOT. Formatul **var\_ieșire** este același ca la comanda .PROBE.
- **[lim\_inf, lim\_sup]** reprezintă limitele domeniului de variație. Aceste limite forțează toate variabilele de ieșire să utilizeze aceeași scară y. **[lim\_inf, lim\_sup]** poate fi inserată și în mijlocul unui set de variabile. Fiecare apariție definește o axă y care are domeniul specificat. Dacă aceste limite nu sunt specificate, în mod automat sunt determinate valorile minime și maxime ale variabilelor de ieșire, realizând o scalare adecvată a reprezentării grafice. Câmpul **[lim\_inf, lim\_sup]** nu se folosește la analiza .AC.

#### Observații

- ☞ Trasarea graficului se realizează utilizându-se caractere text (\*, x, +, =). Rezoluția este deci dată de spațiul dintre două caractere. Punctele de intersecție ale mai multor grafice sunt marcate cu X.
- ☞ Dacă mai multe variabile apar pe același grafic, pentru prima variabilă se tipăresc și valorile numerice. Dacă acest lucru se dorește și pentru alte variabile, atunci este necesară adăugarea unei instrucțiuni .PRINT.

- ☞ Axa y pentru răspunsul la frecvență este întotdeauna logaritmică.
- ☞ Această comandă a fost introdusă pentru a se asigura compatibilitatea cu versiunile mai vechi ale lui PSpice. Este mult mai convenabil de vizualizat curbele în *Probe*, care asigură o rezoluție mai bună și multe alte facilități.

#### 3.5.2.4. Instrucțiunea .WATCH

Această comandă permite vizualizarea rezultatelor analizelor .DC, .AC și .TRAN în format text, pe ecranul PSpice, în timpul derulării analizei.

Forma generală a instrucțiunii este:

**.WATCH tip\_analiză var\_ieșire [lim\_inf, lim\_sup]**

- **tip\_analiză** reprezintă tipul analizei ale cărei rezultate se doresc a se vizualiza în timpul simulării. În fiecare comandă .WATCH se poate specifica o singură analiză, dar poate fi câte o comandă pentru fiecare tip de analiză.
- **var\_ieșire** sunt variabilele de ieșire, în formatul de la .PROBE. Maximum 8 variabile pot fi incluse într-o instrucțiune .WATCH. Cu excepția întârzierii de grup care nu este permisă, toate variabilele au formatul de la .PROBE.
- **[lim\_inf, lim\_sup]** specifică domeniul impus de operare a variabilelor. Dacă domeniul este depășit în timpul simulării, PSpice anunță sonor și se oprește. În acest punct simularea poate fi anulată sau poate continua. Dacă se continuă, condiția de verificare a limitei care a fost depășită este eliminată.
- Pe ecranul PSpice se poate vizualiza evoluția a 3 variabile odată.

##### Exemple

- .WATCH DC V(3) (-1,4) V(2,3) V(R1)
- .WATCH AC VM(2) VP(2) VMC(Q1)

#### 3.5.3. Instrucțiuni pentru analize parametrice

##### 3.5.3.1. Instrucțiunea de definire a parametrilor (.PARAM)

Cu ajutorul acestei comenzi se definește valoarea unui parametru. Parametrul poate fi utilizat în locul celor mai multe din valorile numerice din descrierea circuitului. Parametrii pot fi: constante, expresii ce implică constante, combinații ale acestora, sau alți parametri.

Formatul general al instrucțiunii este:

**.PARAM nume = valoare**  
**.PARAM nume = {expresie}**

- **nume** este numele parametrului. Se pot defini mai mulți parametri în aceeași instrucțiune .PARAM. Numele nu poate începe cu un număr. Numele nu poate fi unul din parametrii predefiniți de mai jos, TIME sau un parametru text (tabelul 3.19).

**Tabelul 3.19**

Parametru predefinit	Semnificație
TEMP	temperatura (numai în expresii ABM)
VT	tensiunea termică
GMIN	conductanța pentru joncțiunea p-n.

- **valoare** este o constantă. Nu se definește între acolade { }.
- **expresie** poate conține constante sau alți parametri. Operatorii și funcțiile matematice admise în expresie sunt cele de la descrierea surselor de tip E.

**Observații**

- ☞ Ordinea instrucțiunilor .PARAM este oarecare. Pot fi incluse și în interiorul subcircuitelor pentru crearea parametrilor locali de subcircuit.
- ☞ Odată definit, un parametru poate fi utilizat în locul aproape al tuturor valorilor numerice, cu excepția:
  - coeficienților de temperatură TC1 și TC2 ai rezistorului, când aceștia sunt specificați în instrucțiunea de definire. TC1 și TC2 pot fi însă parametri dacă se specifică drept parametri de model în instrucțiunea .MODEL asociată.
  - valorilor PWL ale surselor independente de tensiune sau curent.
  - coeficienților polinomiali ai surselor de tip E, F, G și H.
  - valorilor din instrucțiunile .DC, .AC, .TRAN, etc.)
- ☞ O comandă de tip .PARAM poate face parte dintr-o bibliotecă. Simulatorul caută în bibliotecă valorile parametrilor nedefiniți în circuitul principal, așa cum caută numele de modele și de subcircuite.
- ☞ Parametrii nu pot fi utilizați ca noduri.

**Exemple**

- .PARAM frecventa=1k
- .PARAM Vcc=12V, Vee=-12V
- .PARAM pi=3.1415 doipi={2\*pi}

**3.5.3.2. Instrucțiunea .STEP**

Această comandă determină realizarea tuturor analizelor din circuit în funcție de unul sau mai mulți parametri.

Formatul general al instrucțiunii este:

**.STEP tip\_baleiaj variabilă\_baleiaj val\_start val\_stop val\_increment  
+ [nr\_puncte]  
sau  
.STEP variabilă\_baleiaj LIST valori\_listă**



➤ **tip\_baleiaj** poate fi:

- **LIN** - Variabilă\_baleiaj variază liniar între **valoare\_start** și **valoare\_stop**, cu mărimea pasului indicat de **valoare\_increment**. Cuvântul cheie **LIN** este opțional. **Valoare\_start** poate fi mai mare sau mai mică decât **valoare\_stop**. Analiza poate evolua în orice direcție. **Valoare\_increment** trebuie să fie pozitivă, diferită de zero.
- **OCT** - Variabila se modifică logaritmic, pe octave.
- **DEC** - Variabila se modifică logaritmic, pe decade.  
La analizele **OCT** și **DEC**, **valoare\_start** trebuie să fie pozitivă și mai mică decât **valoare\_stop**. **Valoare\_increment** este înlocuit cu **[nr\_puncte]**, care specifică numărul de puncte pe octavă sau pe decadă.
- **LIST** – Valorile variabilei sunt luate dintr-o listă specificată în instrucțiune. Valorile din listă se dau în continuarea instrucțiunii.

Dacă nu se specifică **tip\_baleiaj**, acesta este considerat implicit liniar.

➤ **variabilă\_baleiaj** poate fi:

- **sursă** – numele unei surse independente de tensiune sau de curent. În timpul analizei, valoarea sursei este setată la valoarea de baleiaj. Sursa independentă poate fi de orice tip.
- **parametru de model** – un tip de model și un nume de model urmat de numele parametrului între paranteze. Parametrul este setat la valoarea de baleiaj. Următorii parametri nu pot fi baleiați cu succes: L și W pentru tranzistoare TECMOS și orice parametru de temperatură cum ar fi TC1 și TC2 pentru rezistor.
- **temperatura** – se utilizează pentru temperatură cuvântul cheie **TEMP**. Temperatura este setată la valoarea de baleiaj, indiferent de valoarea specificată în **OPTIONS**. Pentru fiecare valoare, fiecare componentă din circuit își actualizează parametrii de model la temperatura la care se face analiza.
- **parametru global** – se folosește cuvântul cheie **PARAM** urmat de numele parametrului. În timpul analizei, toate expresiile sunt reevaluate pentru valoarea de baleiaj a parametrului global.

### Observații

- ☞ Comanda **.STEP** este similară în format cu comanda **.DC**. Deosebirea constă în faptul că, în comparație cu **.DC**, la comanda **.STEP** pentru fiecare pas baleiajul parametric se realizează pentru toate analizele din circuit, iar rezultatele fiecărui pas pot fi vizualizate separat.
- ☞ Nu se pot folosi aceiași parametri și în **.DC** și în **.STEP**.
- ☞ Rezultatele se pot vizualiza fie în *Probe*, sub forma unor familii de caracteristici, fie în fișierul de ieșire sub formă tabelară, în asociație cu comanda **.PRINT**.

### Exemple

- Analiză în frecvență având ca parametru amplitudinea sursei de intrare:  
V1 1 0 AC {amplit}  
.PARAM amplit=1  
.AC DEC 100 10 10k  
.STEP PARAM amplit 0 4 1; analiza .AC se realizează pentru  
valorile parametrului amplit 0, 1,  
2, 3, 4
- Analiză având ca parametru valoarea unui condensator:  
.PARAM capac=1u  
C 1 2 {capac}  
.STEP PARAM capac LIST 100n 250n 1u 10u; analiza se realizează  
pentru valorile condensatorului din listă
- Analiză având ca variabilă un parametru de model:  
C 1 2 Cmod 1u  
.MODEL Cmod CAP C=2  
.STEP CAP Cmod C 2 6 1 ; analiza se realizează pentru valorile  
parametrului de model C (v. condensatorul) de 2, 3, 4, 5, 6.

### 3.5.3.3. Instrucțiunea de analiză în temperatură (.TEMP)

Această instrucțiune setează valorile de temperatură pentru care se efectuează toate analizele din circuit.

Formatul general al instrucțiunii:

#### **.TEMP val\_temp**

- **val\_temp** reprezintă valorile de temperatură pentru care se desfășoară analizele. Acestea sunt în grade Celsius.
- Parametrii de model sunt dați implicit la temperatura nominală TNOM = 27 °C fixată în instrucțiunea .OPTIONS.
- Această instrucțiune are efect similar cu analiza .STEP având ca parametru temperatura.

### Exemplu

- .TEMP -50 0 45

### 3.5.4. Instrucțiuni pentru analize statistice

#### 3.5.4.1. Analiza Monte Carlo (.MC)

La această comandă simulatorul realizează o analiză statistică de tip Monte Carlo prin rularea multiplă a analizelor selectate (.DC, .AC sau .TRAN). Programul realizează o primă rulare a tuturor analizelor din circuit cu valorile nominale a

parametrilor specificați. La următoarele rulări se realizează doar analiza selectată în instrucțiunea .MC, iar parametrii iau valori aleatoare în intervale definite prin DEV și LOT în instrucțiunile de model..

Formatul general al instrucțiunii este:

**.MC nr\_rulări tip\_analiză var\_ieșire funcție [opțiuni] [SEED=valoare]**

- **nr\_rulări** este numărul total de rulări din cadrul analizei statistice. Dacă rezultatele se tipăresc în fișierul de ieșire acesta este 2000, iar dacă se vizualizează cu *Probe*, **nr\_rulări** este 400.
- **tip\_analiză** specifică cel puțin o analiză de tip .DC, .AC sau .TRAN. În timpul primei rulări se efectuează toate analizele din circuit. La următoarele se efectuează numai analizele specificate.
- **var\_ieșire** este variabila de ieșire, identică în format cu cea de la .PRINT.
- **funcție** specifică operația ce se efectuează asupra valorilor **var\_ieșire** pentru reducerea acestora la o singură valoare. Aceasta este baza de comparație între valoarea nominală și rezultatele celorlalte rulări. **Funcția** poate fi una din următoarele:

**Tabelul 3.20**

Funcție	Definiție
YMAX	Valoarea absolută a celei mai mari diferențe dintre valoarea var_ieșire obținută la rularea nominală și cea de la rulările următoare
MAX	Valoarea maximă a fiecărei rulări
MIN	Valoarea minimă a fiecărei rulări
RISE_EDGE(val)	Prima apariție a unei rulări a cărei valoare trece peste un prag fixat prin <b>val</b> . Curba obținută în urma rulării trebuie să aibă unul sau mai multe puncte sub <b>val</b> , urmate de unul deasupra; valoarea de ieșire listată este primul punct de deasupra lui <b>val</b> .
FALL_EDGE(val)	Prima apariție a unei rulări a cărei valoare trece sub un prag fixat prin <b>val</b> . Curba obținută în urma rulării trebuie să aibă unul sau mai multe puncte peste <b>val</b> , urmate de unul dedesubt; valoarea de ieșire listată este primul punct de sub <b>val</b> .

- **[opțiuni]** poate fi:

**Tabelul 3.21**

Opțiune	Semnificație	Exemplu
LIST	Listează, la începutul fiecărei rulări, valorile parametrilor utilizați pentru fiecare componentă.	

OUTPUT (tip ieșire)	Produce câte o ieșire pentru fiecare rulare ulterioară celei nominale. Ieșirea este cea specificată în instrucțiunile PRINT, PROBE și PLOT din circuit. Dacă OUTPUT este omisă atunci doar prima rulare produce ieșire. Tipurile de ieșiri sunt cele din exemplul alăturat	<b>ALL</b> forțează generarea tuturor ieșirilor. <b>FIRST n</b> generează ieșiri numai pentru primele n rulări. <b>EVERY n</b> generează ieșiri la fiecare a n-a rulare. <b>RUNS n</b> reprezintă o listă cu rulările pentru care se cere ieșire. Lista poate conține până la 25 de valori.
RANGE* (val_jos val_sus)	Restrânge domeniul de evaluare a funcției între <b>val_jos</b> și <b>val_sus</b> . Pentru toate valorile, se poate folosi semnul . Omisiunea lui RANGE este echivalentă cu RANGE(*,*)	<b>YMAX</b> <b>RANGE(*,0.5)</b> – YMAX este evaluat pentru valorile variabilei de baleiaj (de ex. timp și frecvență) sub 0,5. <b>MAX RANGE (-1,*)</b> – Se calculează valoarea maximă a ieșirii pentru variabila de baleiaj mai mare ca -1.

- **[SEED=valoare]** definește nucleul de generare a numerelor aleatoare în cadrul analizei MC. **Valoare** este un întreg cuprins între 1 și 32767. Dacă aceasta nu se specifică, valoarea implicită este 17533.

### Observații

- ☞ La fiecare rulare, se modifică toți parametrii modelelor deodată.
- ☞ Rezultatele analizelor pot fi vizualizate cu *Probe*.
- ☞ Rezultatele **funcției** se prezintă în fișierul de ieșire .OUT.
- ☞ Analiza Monte Carlo este foarte utilă în studiul comportării circuitului în condițiile în care componentele prezintă toleranțe, pentru optimizarea costului.

### Exemple

- .MC 5 DC V(2,3) MAX LIST
- .MC 10 TRAN IB(Q1) YMAX LIST OUTPUT ALL

### 3.5.4.2. Analiza cazului cel mai defavorabil (.WCASE)

Această comandă determină calculul sensibilității și apoi a cazului cel mai defavorabil prin rulări multiple a unor analize specificate.

Forma generală a instrucțiunii este:

#### **.WCASE tip\_analiză var\_ieșire funcție [opțiuni]**

- **tip\_analiză** specifică cel puțin o analiză de tip .DC, .AC sau .TRAN. În timpul primei rulări se efectuează toate analizele din circuit. La următoarele se efectuează numai analizele specificate.
- **var\_ieșire** este variabila de ieșire, identică în format cu cea de la .PRINT.
- **funcție** este aceeași ca la analiza Monte Carlo (v. analiza MC).
- **[opțiuni]** poate fi una din următoarele (tabelul 3.22):

**Tabelul 3.22**

<b>Opțiune</b>	<b>Semnificație</b>
LIST	Listează, la începutul fiecărei rulări, valorile parametrilor utilizați pentru fiecare componentă.
OUTPUT (tip ieșire)	Produce câte o ieșire pentru fiecare analiză de sensibilitate ulterioară celei nominale. Ieșirea este cea specificată în instrucțiunile PRINT, PROBE și PLOT din circuit. Dacă OUTPUT este omisă atunci doar prima rulare (nominală) și cazul cel mai defavorabil produc ieșiri. OUTPUT ALL asigură că toate informațiile legate de analiza de sensibilitate sunt salvate în fișierul de date.
RANGE* (val_jos val_sus)	Restrânge domeniul de evaluare a <b>funcției</b> între <b>val_jos</b> și <b>val_sus</b> . Pentru toate valorile, se poate folosi semnul . Omisiunea lui RANGE este echivalentă cu RANGE(*,*)
HI sau LOW	Precizează direcția în care <b>funcția</b> trebuie să se îndrepte pentru obținerea cazului celui mai defavorabil. (relativ la nominal). Dacă funcția este YMAX sau MAX, implicit este HI, altfel este LOW.
VARY DEV VARY LOT VARY BOTH	Implicit, orice componentă care are specificată în instrucțiunea de model toleranța parametrilor prin DEV sau LOT este inclusă în analiza WCASE. Analiza poate fi însă limitată la o componentele la care toleranța este dată fie prin DEV, fie prin LOT, prin specificarea opțiunii corespunzătoare.
DEVICES (listă cu tipurile componentelor)	Implicit, toate componentele sunt incluse în analiza WCASE. Pentru limitarea lor, se poate specifica o listă după cuvântul DEVICES cu tipul componentelor, fără a fi delimitate de spații între ele. De exemplu, pentru realizarea analizei numai asupra rezistențelor și a tranzistoarelor bipolare, se scrie: DEVICES RQ.

### Observații

- ☞ Spre deosebire de Monte Carlo, la analiza .WCASE se modifică doar un singur parametru la o rulare. Valorile parametrului nu se mai iau aleatoriu. Aceasta permite programului să calculeze sensibilitatea ieșirii față de fiecare parametru. Odată sensibilitățile cunoscute, se mai produce o ultimă rulare în care se modifică toți parametrii astfel încât să se obțină cazul cel mai defavorabil.
- ☞ Rezultatul cazului celui mai defavorabil este tipărit în fișierul de ieșire.
- ☞ Nu pot fi rulate odată și .MC și .WCASE.

### Exemple

- .WCASE DC V(1) MAX
- .WCASE TRAN IG(M1) YMAX DEVICES RLC OUTPUT ALL
- .WCASE AC V(12,14) YMAX RANGE (0.1,1.2) LIST OUTPUT ALL VARY DEV HI

## 3.5.5. Instrucțiuni pentru modelarea componentelor și subcircuitelor

### 3.5.5.1. Instrucțiunea de modelare a componentelor (.MODEL)

Această comandă definește un set de parametri ai componentelor, la care se face referire în analiza circuitului.

Forma generală a instrucțiunii este:

**.MODEL nume\_model tip\_model [(param1=val1 [specif\_toleranta]...)]**

- **nume\_model** este numele modelului dat de utilizator sau care se găsește în bibliotecă. Trebuie să fie același cu cel din instrucțiunea de definire a componentei.
- **tip\_model** este unul din tipurile enumerate în tabelul 3.23.

**Tabelul 3.23**

Tip model	Dispozitiv
CAP	Condensator
CORE	Miez magnetic neliniar (transformator)
D	Diodă
L	Bobină
ISWITCH	Comutator comandat în curent
NJF	TECJ cu canal n
NMOS	TECMOS cu canal n
NPN	Tranzistor bipolar npn
PJF	TECJ cu canal p
PMOS	TECMOS cu canal p

PNP	Tranzistor bipolar pnp
RES	Rezistor
TRN	Linie de transmisie
VSWITCH	Comutator comandat în tensiune

Pot exista mai multe modele de același tip într-un circuit, însă sub nume diferite.

- **param1=val1** reprezintă lista parametrilor, cu valorile lor. Numele parametrilor de model sunt date la descrierea fiecărui element. In listă se pot înscrie unul, mai mulți sau nici un parametru. Pentru cei neincluși în listă se consideră valorile implicite.
- **[specif\_toleranta]** se folosește pentru specificarea toleranței fiecărui parametru, când e cazul. Acest câmp este folosit numai când se realizează analiza Monte Carlo. Formatul este următorul:

**[DEV [distribuția] valoare [%] [LOT [distribuția] valoare [%]]**

**DEV** se folosește pentru specificarea toleranței unei componente individuale, adică parametrii fiecărei componente variază independent. **LOT** este pentru loturi de componente, adică toate componentele care utilizează același tip de model suferă aceeași ajustare a valorilor.

Distribuția poate fi:

- **UNIFORM** – generează deviația aleatoare uniform distribuită a valorilor parametrilor în intervalul **[-valoare, +valoare]**.
- **GAUSS** – generează deviația aleatoare utilizând o distribuție Gauss pe intervalul  $[-3\sigma, +3\sigma]$  unde  $\sigma$  este **valoare**.
- **nume** – generează deviația după o distribuție definită de utilizator (v. comanda DISTRIBUTION)
- **[%]** indică toleranța procentuală. Dacă lipsește, **valoare** are aceeași unitate de măsură ca și parametru și reprezintă toleranța absolută.

#### Exemple

- .MODEL Rsarc RES (R=1.5 TC1=0.2 TC2=0.034)
- .MODEL Q107 PNP (BF=128, IS=1E-10)
- .MODEL Rtotal RES (R=1, DEV 2.5%)
- .MODEL Dredres D (IS=1E-9 DEV 5% LOT 10%)

#### 3.5.5.2. Instrucțiunea de modelare a subcircuitelor (.SUBCKT)

Această comandă marchează începutul definiției unui subcircuit, care se sfârșește cu comanda .ENDS. Subcircuitul este apelat de programul principal printr-o instrucțiune de tip X (§ 3.4.4).

Formatul general al instrucțiunii este:

**.SUBCKT** *nume\_subckt* *noduri* [OPTIONAL: *noduri=val\_implicită*]  
+ [PARAMS: *nume=val\_param*]  
. . . . .(*descrierea subcircuitului*) . . . . .  
**.ENDS**

- **nume\_subckt** este numele subcircuitului, care este utilizat la apelarea acestuia (v. instrucțiunea X § 3.4.4).
- **noduri** reprezintă o listă de noduri de legătură a subcircuitului cu circuitul principal. **Numărul** și **ordinea** nodurilor trebuie să fie aceleași ca în instrucțiunea X, însă numele lor nu. În această listă nu se utilizează nodul 0, care este rezervat masei.
- **OPTIONAL** permite specificarea unor noduri opționale în definirea subcircuitului și valoarea lor implicită. Acest câmp este foarte util când se specifică nodurile de alimentare a subcircuitului, deoarece aceleași noduri se utilizează în fiecare dispozitiv și nu mai trebuie specificate de fiecare dată.
- **PARAMS:** definește un număr de parametri locali ai subcircuitului. Parametrii trebuie denumiți și inițializați cu valorile implicite. (**val\_param**). La apelarea subcircuitului (v. instrucțiunea X), valorile date acestor parametri trec în subcircuit ca argumente și în calculul expresiilor.

### Observații

- ☞ Definirea subcircuitului se termină cu comanda **.ENDS**. Descrierea subcircuitului este cuprinsă între instrucțiunile **.SUBCKT** și **.ENDS**.
- ☞ Un subcircuit poate conține apelul altor subcircuite, adică o instrucțiune X poate apare între **.SUBCKT** și **.ENDS**, însă nu poate conține alte definiții de subcircuite (comenzi **.SUBCKT**).
- ☞ Definirea unui subcircuit poate conține:
  - instrucțiuni de descriere a elementelor
  - apeluri de alte subcircuite definite în altă parte
  - comenzile: **.IC**, **.NODESET**, **.MODEL**, **.PARAM**, **.FUNC**.
- ☞ Modelele, parametrii și funcțiile definite într-un subcircuit sunt disponibile numai în interiorul aceluia subcircuit. Totuși, dacă **.MODEL**, **.PARAM** și **.FUNC** apar în circuitul principal, acestea sunt valabile și în interiorul oricărui subcircuit.
- ☞ Nodurile, elementele și numele modelelor sunt valabile local în interiorul subcircuitului în care sunt definite. Așadar, se pot utiliza aceleași nume de noduri sau modele și în subcircuit și în circuitul principal, fără a avea nici o legătură între ele. Când subcircuitul este expandat, toate numele sunt prefixate cu numele apelului X (de ex. rezistorul R2 utilizat în subcircuitul apelat cu X1 devine la expandare X1.R2, nodul 7 din subcircuit devine X1.7, ș.a.m.d.). Rezultatele expandării se pot urmări în fișierul de ieșire **.OUT**.

### Exemple

- **.SUBCKT** AMPLI 1 2 3 4 5



```

.....
.ENDS
• .SUBCKT POTENT 1 2 3 PARAMS: Rtotal=1k K=0.1; (v. aplicația
5.3)
.....
.ENDS

```

### 3.5.5.3. Definirea distribuției (.DISTRIBUTION)

Această comandă permite definirea de către utilizator a distribuției toleranței parametrilor și este folosită numai de către analizele .MC și .WCASE. Curba descrisă de această comandă controlează distribuția probabilității relative a numerelor aleatoare generate de PSpice pentru calculul deviației parametrilor de model la care s-a specificat toleranța.

Forma generală a acestei instrucțiuni este:

#### **.DISTRIBUTION nume (deviație probabilitate)**

- **nume** este numele distribuției, dat de utilizator.
- **(deviație probabilitate)** definește curba distribuției prin perechi. Se pot specifica până la 100 de valori. **Deviație** trebuie să fie în intervalul (-1, 1), care este intervalul numerelor aleatoare generate. **Deviație** nu trebuie să fie mai mică decât valoarea unei perechi anterioare din listă, ci cel mult egală. **Probabilitate** reprezintă probabilitatea relativă și trebuie să fie pozitivă sau zero.
- Parametrii distribuției pot fi setați ca implicați în comanda .OPTIONS.

#### ***Mecanismul de generare a valorilor parametrilor***

Valoarea unui parametru derivă dintr-o combinație dintre un număr aleator, distribuția și toleranța specificată. Această metodă permite utilizarea de distribuții care au excursii diferite în direcția pozitivă față de cea negativă. Mecanismul este următorul:

- Generarea unui număr aleator temporar în intervalul (0, 1)
- Normalizarea ariei de sub distribuția specificată
- Setarea numărului aleator final în punctul în care aria suprafeței de sub distribuția normalizată egalează numărul aleator temporar
- Multiplicarea numărului aleator final cu toleranța.

#### **Exemplu**

- .DISTRIBUTION mydistrib (-1,1) (-0.5,1) (-0.5,0) (-0.5,0).

### 3.5.6. Instrucțiuni de stabilire a condițiilor inițiale

#### 3.5.6.1. Instrucțiunea .IC

Această comandă setează condițiile inițiale pentru punctele de polarizare la semnal mic și de regim tranzitoriu.

Formatul general al instrucțiunii este:

**.IC V(nod1,[nod2])=valoare**

**.IC I(bobină)=valoare**

- **V(nod1,[nod2])** și **I(bobină)** reprezintă tensiunea nodală sau dintre două noduri, respectiv curentul prin bobină a căror valoare se specifică inițial.
- **valoare** este un număr pozitiv.

#### Observații

- ☞ Condițiile inițiale pot fi setate pentru unul, mai multe sau toate nodurile din circuit.
- ☞ Condițiile inițiale sunt numai pentru calculul punctului de polarizare. Nu afectează analiza .DC.
- ☞ În timpul calculului punctului de polarizare, PSpice materializează condițiile inițiale printr-o sursă de tensiune legată între cele două noduri în serie cu o rezistență de 0,0002 Ω. După ce punctul de polarizare a fost calculat și analiza tranzitorie începută, programul elimină această sursă.
- ☞ Dacă circuitul conține o comandă .IC și una .NODESET pentru același nod, atunci comanda .NODESET este ignorată.
- ☞ Setarea unei tensiuni inițiale la bornele unei bobine face funcționarea improprie, deoarece bobina este considerată ca scurt circuit în timpul calculului punctului de polarizare. De aceea se permite inițializarea curentului prin bobină.

#### Exemplu

- .IC V(1)=10V V(10,11)=2V I(L1)=2m

#### 3.5.6.2. Instrucțiunea .NODESET

Această comandă ajută la calculul punctului de polarizare prin furnizarea unui set de condiții inițiale pentru unele tensiuni nodale sau curenți prin bobine.

Forma generală a instrucțiunii:

**.NODESET V(nod1,[nod2])=valoare**

**.NODESET I(bobină)=valoare**

Explicațiile sunt aceleași ca la comanda .IC.

#### Observații

- ☞ Această comandă funcționează numai pentru calculul punctului de polarizare la

semnal mic și la analiza tranzitorie. Nu are efect în restul analizei .DC sau tranzitorii.

- ☞ Spre deosebire de comanda .IC, comanda .NODESET furnizează condițiile inițiale pentru doar câteva valori de tensiuni nodale sau curenți prin bobine. Nu se realizează legarea nodurilor prin surse de tensiune.

### 3.5.6.3. Instrucțiunea .LOADBIAS

Această comandă încarcă valorile punctelor de polarizare dintr-un fișier. Forma generală a instrucțiunii este:

**.LOADBIAS “nume\_fișier”**

- **nume\_fișier** este orice șir de caractere ce definesc numele și calea unui fișier. Se specifică între ghilimele.

#### Observații

- ☞ Acest fișier este produs de o simulare anterioară a circuitului și salvat utilizând comanda .SAVEBIAS.
- ☞ Fișierul este în format text și conține una sau mai multe linii de comentariu și o comandă .NODESET pentru valori inițiale de tensiuni sau curenți prin bobine. Dacă se dorește o valoare fixă pentru punctul de polarizare în analiza tranzitorie, .NODESET trebuie înlocuită cu comanda .IC.
- ☞ Pentru ca fișierul cu punctele de polarizare să fie tipărit în fișierul de ieșire, se folosește opțiunea EXPAND în .OPTIONS.
- ☞ Utilizarea comenzii .LOADBIAS nu garantează convergența.

### 3.5.6.4. Instrucțiunea .SAVEBIAS

Această comandă salvează tensiunile nodale și curenții prin bobine de la calculul punctului de polarizare într-un fișier. Se utilizează în tandem cu comanda .LOADBIAS.

Forma generală a instrucțiunii este:

**.SAVEBIAS “nume\_fișier” [tip\_analiză] [NOSUBCKT] [TIME=valoare  
+ [REPEAT]] [TEMP=valoare] [STEP=valoare] [MCRUN=valoare]  
+ [DC=valoare] [DC1=valoare] [DC2=valoare]**

- **nume\_fișier** este orice șir de caractere ce definesc numele și calea unui fișier. Se specifică între ghilimele.
- **tip\_analiză** poate fi .DC, .AC sau .TRAN.
- **[NOSUBCKT]** specifică faptul că tensiunile nodale și curenții prin bobine din subcircuite să nu fie salvate.
- **[TIME=valoare [REPEAT]]** se folosește pentru a defini momentele analizei tranzitorii la care punctul de polarizare să fie salvat. Dacă **REPEAT** nu se

folosește, atunci polarizarea punctului pasului ce are loc la un moment mai mare sau egal cu TIME=valoare va fi salvată.

- [TEMP=valoare] [STEP=valoare] definesc temperatura și pasul la care să fie salvate punctele de polarizare.
- [MCRUN=valoare] este numărul rulărilor din analizele .MC sau .WCASE pentru care vor fi salvate punctele de polarizare.
- [DC=valoare] [DC1=valoare] [DC2=valoare] specifică valoarea analizei de curent continuu pentru care se salvează punctul de polarizare. [DC=valoare] poate fi folosit numai dacă analiza DC se face pentru o singură variabilă. Dacă sunt două variabile, atunci DC1 se folosește pentru prima variabilă și DC2 pentru cea de a doua.

### Observații

- ☞ Informațiile despre punctele de polarizare incluse în fișier sunt în format text și includ:
  - mai multe linii de comentariu ce conțin numele circuitului, titlul, data și ora rulării, analiza, temperatura.
  - o instrucțiune .NODESET ce conține valorile tensiunilor nodale și ale curenților prin bobine corespunzătoare punctului de polarizare.
- ☞ Un singur punct de polarizare este salvat în timpul unei analize. La un moment specificat, informații despre punctele de polarizare și de funcționare ale elementelor active și ale surselor comandate sunt tipărite în fișierul de ieșire.
- ☞ Această comandă este foarte utilă atunci când convergența către punctul de polarizare a circuitului este dificilă și se doresc mai multe rulări ale analizelor. În acest caz, la prima rulare se salvează punctul de polarizare în fișier, iar la celelalte rulări se folosește comanda .LOADBIAS pentru încărcarea punctului anterior, bineînțeles dacă nu s-a schimbat nimic în circuit. Nu se pot utiliza concomitent într-un circuit comenzile .SAVEBIAS și .LOADBIAS referitoare la același fișier.

## 3.5.7. Instrucțiuni de lucru cu fișiere

### 3.5.7.1. Includere de fișier (.INC)

Această comandă inserează conținutul altui fișier în fișierul de intrare. Forma generală a instrucțiunii este:

**.INC nume\_fișier**

- **nume\_fișier** este orice șir de caractere ce definesc numele și calea unui fișier. Se specifică între ghilimele.

### Observații

- ☞ Includerea fișierului reprezintă același lucru cu aducerea unui text în fișierul de

intrare. Orice caracter din fișierul de inclus este citit.

- ☞ Fișierul inclus poate conține orice instrucțiune acceptată de PSpice, cu următoarele condiții:
  - fișierul inclus să nu conțină instrucțiunea de titlu
  - fișierul inclus poate să includă alte fișiere până la al patrulea nivel.

### 3.5.7.2. Încărcarea unei biblioteci (.LIB)

Această comandă permite includerea în program a unei biblioteci în care se găsește modelul uneia sau a mai multor componente utilizate în circuitul de analizat.

Forma generală este:

**.LIB nume\_fișier**

- **nume\_fișier** este orice șir de caractere ce definesc numele și calea unui fișier. Numele fișierului trebuie să conțină întreaga cale unde se află și să aibă extensia .LIB

#### Observații

- ☞ Fișierele bibliotecă pot conține orice combinație din următoarele:
  - comentarii
  - comenzi .MODEL, .PARAM, .FUNC
  - definiții de subcircuite
  - alte comenzi .LIB

Nu se admit alte instrucțiuni.

- ☞ Dacă numele fișierului nu este specificat, programul caută modelul sau subcircuitul în biblioteca principală denumită NOM.LIB, care conține referințe despre toate modelele din bibliotecile standard MicroSim (ce conțin în denumire cuvântul NOM – ex.: KNOM.LIB, QNOM.LIB, OPNOM.LIB). Biblioteca NOM.LIB poate fi completată de către utilizator prin adăugarea de noi modele.
- ☞ Când o bibliotecă este modificată, PSpice creează un fișier index (cu extensia .IND) la prima utilizare a bibliotecii. Acest fișier este organizat astfel încât programul să găsească un anume model sau subcircuit repede, oricât de mare ar fi biblioteca.

### 3.5.8. Alte instrucțiuni

#### 3.5.8.1. Definirea unei funcții (.FUNC)

Această comandă se utilizează pentru definirea funcțiilor utilizate în expresii. Forma generală a comenzii este:

### **.FUNC nume\_func ([argumente]) corp**

- **nume\_func** este numele funcției, dat de utilizator. Acesta nu poate fi numele unor funcții matematice predefinite (ex: SIN, ATAN, LOG, etc.).
- **[argumente]** specifică până la 10 argumente într-o definiție. La utilizarea funcției, numărul de argumente trebuie să coincidă cu cel de la definirea funcției. Funcția poate să nu aibă nici un argument, dar parantezele trebuie puse.
- **[corp]** reprezintă corpul funcției, o expresie formată dintr-o combinație de numere, parametri, TIME, alte funcții și variabile Laplace. Operatorii și funcțiile matematice sunt cei enumerați la sursele de tip E.

#### **Observații**

- ☞ Funcțiile nu pot fi redefinite și nu pot să aibă același nume cu o funcție definită anterior.
- ☞ Pentru facilitarea editării fișierului de intrare, se poate crea un fișier cu funcțiile frecvent utilizate și apelarea lor cu comanda .INC. la începutul programului.
- ☞ Comenzi .FUNC pot fi utilizate și în subcircuite. În acest caz au doar scop local.

#### **Exemple**

- .FUNC myfunc(x,y) 2\*PWR(x,2)+y
- .FUNC sincardinal(x) SIN(x)/x
- .FUNC Thomson() 1/(2\*3.14\*SQRT(L\*C))

### **3.5.8.2. Stabilirea opțiunilor (.OPTIONS)**

Această comandă setează toate opțiunile, limitele și parametrii de control pentru simulator.

Forma generală a instrucțiunii este:

#### **.OPTIONS [nume\_opțiuni] [nume\_opțiuni=valoare]**

- Există două tipuri de opțiuni: fără valoare și cu valoare. Opțiunile fără valoare se numesc *fanioane* (flags) și se iau în considerare la simpla lor specificare (primul câmp **nume\_opțiuni**). Opțiunile cu valoare acționează în funcție de valoarea atribuită în cel de-al doilea câmp **[nume\_opțiuni=valoare]**.
- Opțiunile pot fi listate în orice ordine. Dacă aceeași opțiune apare de mai multe ori cu valori diferite, numai ultima este luată în considerare.
- Comanda .OPTIONS este cumulativă, adică dacă într-un circuit există mai multe comenzi .OPTIONS, atunci efectul lor este același ca și când toate opțiunile ar fi specificate într-o singură comandă.

### Opțiuni de tip fanion

Rezultatul acțiunii acestor opțiuni se găsește în fișierul de ieșire. O listă a acestor opțiuni este specificată în tabelul 3.24.

**Tabelul 3.24**

Fanion	Semnificație
ACCT	Permite tipărirea unei statistici și a unui sumar asupra timpului de rulare la sfârșitul tuturor analizelor
EXPAND	Tipărește în fișierul de ieșire expandarea subcircuitelor și listează conținutul fișierelor cu puncte de polarizare.
LIBRARY	Listează instrucțiunile utilizate dintr-o bibliotecă
LIST	Listează un sumar al elementelor de circuit utilizate
NOBIAS	Suprimă tipărirea tensiunilor punctului de polarizare
NODE	Listează tabela de noduri (elementele de circuit care sunt legate la fiecare nod)
NOECHO	Suprimă listarea fișierului de intrare
NOMOD	Suprimă listarea parametrilor de model și a valorilor de temperatură actualizate.
NOPAGE	Suprimă avansul la pagină nouă.
OPTS	Listează valoarea tuturor opțiunilor.

### Opțiuni cu valoare

**Tabelul 3.25**

Opțiune	Descriere	Unitate de măsură	Valoare implicită
ABSTOL	Precizia maximă de calcul a curenților prin laturi	A	1E-12
CHGTOL	Precizia maximă de calcul a sarcinii	C	1E-14
CPTIME	Timpul alocat de unitatea centrală rulării programului	s	0*
DEFAD	Valoarea ariei difuzate în drenă la un TECMOS (AD)	m <sup>2</sup>	0
DEFAS	Valoarea ariei difuzate în sursă la un TECMOS (AS)	m <sup>2</sup>	0
DEFL	Lungimea canalului tranzistoarelor TECMOS	m	1E-4
DEFW	Lățimea canalului tranzistoarelor TECMOS	m	1E-4
DIGFREQ	1/DIGFREQ este pasul digital minim	Hz	1E+10
DIGMNTY MX	Timpul alocat unui dispozitiv: 1=min., 2=max.	-	2

GMIN	Conductanța minimă utilizată pentru fiecare latură	$\Omega^{-1}$	1E-12
ITL1	Numărul de iterații pentru calculul punctului de polarizare și analiza DC (fără cond. inițiale de ajutor)	-	150
ITL2	Numărul de iterații pentru calculul punctului de polarizare și analiza DC (cu cond. inițiale de ajutor)	-	20
ITL4	Numărul maxim de iterații pentru un punct în analiza de regim tranzitoriu	-	10
ITL5	Numărul total de iterații în analiza TRAN	-	0*
LIMPTS	Numărul maxim de puncte alocate pentru instrucțiunile PLOT și PRINT	-	0*
NUMDG	Numărul de cifre alocate la tipărirea cu comanda PRINT (maximum 8)	-	4
PIVREL	Mărimea relativă a pivotului în calculul matricilor	-	1E-3
PIVTOL	Mărimea absolută a pivotului în calculul matricilor	-	1E-13
RELTOL	Eroarea relativă de calcul a tensiunilor și curenților		1E-3
TNOM	Temperatura nominală	°C	27
TRTOL	Precizia maximă în analiza tranzitorie	-	7
VNTOL	Precizia maximă de calcul a tensiunilor	V	1E-6
WIDTH	Numărul de coloane a fișierului de ieșire	-	80

**Notă:** \* Pentru aceste opțiuni, "0" înseamnă infinit.

#### Exemplu

- .OPTIONS TNOM=20 ITL4=40 NOECHO NODE

### 3.6. Probleme de convergență a soluțiilor

Pentru calculul punctului de polarizare, a analizelor în curent continuu și tranzitorii pentru circuite analogice, PSpice rezolvă prin tehnici iterative un set de ecuații neliniare care descriu comportarea circuitului. Algoritmul utilizat este Newton-Raphson. Rezolvarea ecuațiilor debutează prin aproximarea inițială a unei soluții și îmbunătățirea iterativă a acesteia până când tensiunile și curenții converg către același rezultat. În unele cazuri, simulatorul nu poate găsi soluția, caz în care apar *probleme de convergență*. În cazul regimului tranzitoriu, pasul de calcul devine prea mic atunci când sunt implicate elemente a căror variație este prea rapidă.



Analizele în frecvență și de zgomot sunt liniare și nu necesită algoritmi iterativi. În aceste cazuri nu apar probleme de convergență. Pentru ca analizele să fie realizate cu succes, algoritmul Newton-Raphson cere ca:

- ecuațiile neliniare să aibă o soluție;
- ecuațiile să fie continue, cu derivate continue;
- soluția inițială să fie destul de aproape de cea finală.

Deoarece algoritmul este implementat pe un calculator, care are resurse hardware finite, simulatorul prezintă de asemenea unele limitări ca:

- tensiunile și curenții sunt limitați la  $\pm 10^{10}$  V(A);
- derivatele sunt limitate la  $10^{14}$ ;
- numerele utilizate sunt în dublă precizie și au 15 cifre rezoluție.

Algoritmul Newton-Raphson garantează convergența soluției numai dacă analiza pornește suficient de aproape de soluția finală. Din nefericire, nu există nici un criteriu de apreciere a cât de aproape trebuie să fie soluția inițială de cea finală. Odată început procesul iterativ, simulatorul utilizează un pas variabil pentru găsirea soluțiilor intermediare. Dacă la pasul următor procesul nu converge, atunci se micșorează pasul și se reia procesul.

**Calculul punctului de polarizare.** Cea mai dificilă parte este începutul, adică determinarea punctului de polarizare. PSpice încearcă mai întâi determinarea acestui punct cu puterea sursei de 100 %. Dacă operațiunea nu are succes, simulatorul reduce puterea sursei până aproape de zero (se observă pe monitor mesajul "Power suppliers cut back 25%"), unde circuitul poate fi considerat suficient de liniar și unde o soluție este mult mai ușor de găsit. Odată găsită soluția, puterea sursei crește la maximum și începe analiza de regim tranzitoriu prin realizarea de pași în timp. Pașii sunt variabili, în funcție de viteza de variație a valorilor elementelor.

În cazul în care programul nu găsește de prima dată un punct de polarizare, îl putem ajuta utilizând comenzile .NODESET sau .IC, prin specificarea unor tensiuni nodale mai apropiate de soluția finală. Specificarea acestor tensiuni trebuie să se facă cu o eroare de maximum 0,5 V, altfel comenzile nu sunt de nici un ajutor.

**Analiza de curent continuu** înseamnă de fapt găsirea punctelor de polarizare pentru diverși parametri din circuit sau valori ale surselor. Această analiză utilizează un procedeu hibrid, în sensul că debutează prin reducerea puterii surselor (dacă e cazul) și apoi găsește celelalte soluții utilizând-o pe prima ca aproximare inițială. Pasul de realizare a acestei analize nu este variabil. Dacă nu se găsește punctul de polarizare la oricare din pași, se utilizează iarăși algoritmul de reducere a surselor, cu condiția ca circuitul să fie liniar în jurul lui zero.

**Analiza de regim tranzitoriu** pornește de la soluția găsită la calculul primului punct de polarizare. Pasul de timp este ajustat astfel încât punctul următor să fie suficient de aproape de soluția anterioară și de asemenea pentru a menține suficient de precise integrările sarcinilor și ale fluxurilor. Analiza tranzitorie poate avea probleme dacă:

- algoritmul nu converge chiar pentru pași de timp suficient de mici;
- un element de circuit se modifică mai repede decât poate programul să-l urmărească cu pasul minim.

Dacă analiza nu converge, se încearcă ajutarea programului prin:

- mărirea lui RELTOL de la 0,001 la 0,01;
- setarea lui IITL4 cu 40 din comanda .OPTIONS.

În cazul modelelor idealizate ale diodelor și tranzistoarelor, joncțiunea pn nu are nici capacități nici rezistențe parazite, ceea ce duce probleme mai ales în combinații cu bobine, unde apar variații mari și rapide ale curenților la deconectarea bobinelor.

La utilizarea circuitelor ce implică tensiuni și curenți mari, limitarea apare din opțiunile VNTOL și ABSTOL. Pentru lucrul cu tensiuni de ordinul kV, se recomandă ridicarea lui VNTOL de la 1  $\mu$ V la 1 mV, iar pentru curenți de ordinul A, se recomandă ridicarea lui ABSTOL de la 1 pA la 1 nA și chiar la 1 mA dacă se lucrează cu valori de curenți de ordinul kA.

### UTILIZAREA PROGRAMELOR DE SIMULARE DIN PACHETUL ORCAD

Pentru a ușura munca utilizatorilor privind descrierea circuitului și specificarea opțiunilor de simulare, dezvoltatorii de programe au căutat să completeze funcționalitatea simulatorului PSpice cu interfețe grafice, bazate pe ferestre sub mediul de operare Windows, prin care informațiile să fie introduse interactiv și cât mai intuitiv. Astfel, cea mai nouă și mai completă abordare de acest fel este oferită de pachetul de programe Orcad, al firmei Cadence Design Systems, Inc., în care simulatorul se numește *PSpice A/D*, iar acesta este însoțit de alte seturi de programe, cum ar fi: pentru desenarea schemei și introducerea datelor de simulare (*Capture*), pentru editarea modelelor proprii (*PSpice Model Editor*), pentru editarea stimulilor (*PSpice Stimulus Editor*), pentru optimizări (*PSpice Optimizer*), etc. Mediul Orcad conține de asemenea programele de proiectare și desenare a cablajelor din familia *Layout*, care însă nu fac obiectul prezentei lucrări.

#### 4.1. Descrierea circuitului și a opțiunilor de simulare cu interfața grafică *Capture*

*Capture* este un program de proiectare ce face parte din pachetul de programe Orcad, cu ajutorul căruia utilizatorul pregătește circuitul pentru simulare, prin:

- Plasarea și conectarea elementelor componente ale schemei
- Definirea valorilor componentelor și a altor atribute
- Definirea formelor de undă de intrare
- Stabilirea analizelor de efectuat
- Marcarea punctelor din circuit în care se dorește vizualizarea rezultatelor

Atât *Capture* cât și celelalte programe sunt concepute pentru a introduce informațiile și opțiunile în mod interactiv sub formă de ferestre, astfel încât munca

utilizatorului să se axeze cel mai mult pe problemele legate de structura și funcționalitatea circuitului și mai puțin pe modul de manevrare propriu-zisă a programului.

#### 4.1.1. Fișiere generate în cadrul proiectului

Atât la crearea unui nou proiect, cât și pe parcursul introducerii datelor de simulare și a simulării însăși, programul generează o serie de fișiere în care sunt stocate informațiile despre circuit, opțiunile de simulare și rezultatele simulării.

La crearea unui nou proiect, programul generează automat fișierele: *Nume\_proiect.dsn* și *Nume\_proiect.opj*.

Fișierul *Nume\_proiect.net* este un fișier text denumit fișierul „netlist”, creat de către *Capture* în urmă compilării circuitului. El este de fapt fișierul sursă pe care programul îl scrie automat sub forma instrucțiunilor prezentate la subcapitolul 3.4, dar fără instrucțiunile de comandă și control. Dacă utilizatorul specifică o parte din noduri, acestea sunt utilizate ca atare în netlist. Pentru nodurile nespecificate de către utilizator, programul alocă automat nume.

Tot în timpul compilării și pe baza specificațiilor de simulare, *Capture* creează fișierul text *Nume\_proiect.cir*, care conține instrucțiunile de comandă și control ce specifică analizele de efectuat, așa cum sunt descrise în subcapitolul 3.5. Acest fișier accesează fișierul netlist și conține de asemenea includerea și a altor fișiere cum ar fi: fișierele de biblioteci, de stimuli, de model, etc. Fișierul \*.cir creat de *Capture* este asemănător cu fișierul de intrare descris la, cu diferența că instrucțiunile de descriere a circuitului sunt conținute în fișierul netlist, pe care îl apelează.

Fișierul de simulare *Nume\_proiect.sim* este generat tot de către *Capture* și conține în mod text informațiile legate de tipurile de analiză efectuate, introduse interactiv prin fereastra de editare a profilului de simulare, prezentată la subcapitolul 4.2.

Fișierul de ieșire *Nume\_proiect.out* este un fișier text generat de către simulator, programul *PSpice A/D*. Conținutul acestui fișier a fost descris la § 3.2.3. Acesta este un fișier foarte important, deoarece conține toate informațiile legate de circuit, de simulare, o parte din rezultate și, mai ales, eventualele erori generate la simulare. Fișierul de ieșire se utilizează frecvent la depanare.

Fișierul de date *Nume\_proiect.dat* este creat tot de către simulatorul *PSpice A/D*. Acesta conține datele obținute în urma simulării, când acestea se cer ca forme de undă sau caracteristici. Acest fișier poate fi citit doar de către simulator, iar datele sunt prezentate pe interfața grafică de vizualizare.

#### 4.1.2. Inițializarea unui nou proiect

Înainte de a începe un nou proiect, este necesar să se stabilească un nume și un folder în care acesta va fi plasat. Este recomandat să se utilizeze un folder propriu

pentru fiecare proiect și să nu se plaseze mai multe proiecte în foldere comune, pentru a facilita urmărirea fișierelor create de către program.

1. Din setul de programe Orcad instalate pe calculator, deschideți programul *Capture*.
2. Selectați *File – New – Project*. Se va deschide fereastra de dialog a unui nou proiect, cu numele *New Project*.
3. Stabiliți folderul de locație a proiectului, cu butonul *Browse*. Apăsând butonul *Browse* se va deschide fereastra *Select Directory* în care se caută folderul. Dacă nu a fost creat în prealabil un folder pentru proiect, creați acum unul cu butonul *Create Dir...* Se apasă *OK*.
4. În fereastra *New Project* dați un nume proiectului, care poate sau nu să fie același cu numele folderului.
5. Selectați opțiunea *Analog or Mixed A/D*. Dacă selectați opțiunea *Schematic*, veți putea doar desena schema circuitului, fără a-l putea simula.
6. Apăsați *OK*.
7. În fereastra *Create PSpice Project* selectați *Create a blank project*. Opțiunea *Create based upon an existing project* permite realizarea unui proiect ierarhizat, bazat pe un al proiect.
8. Apăsați *OK*.

#### 4.1.3. Ferestrele din mediul *Capture*

După efectuarea operațiilor de mai sus, am intrat în mediul *Capture*, în care vom pregăti mai departe circuitul pentru simulare. Ferestrele principale ale acestui mediu sunt prezentate în figura 4.1.

##### ***Fereastra de management a proiectului***

În această fereastră sunt colectate, organizate și reprezentate grafic sub formă de foldere, toate resursele utilizate pentru proiect. Prin resurse înțelegem fișiere cu care programul lucrează. În figura 4.2. este dat un exemplu de fereastră de management a proiectului. Fereastra de fapt nu conține resursele propriu-zise ci adresări către fișierele corespunzătoare. Toate informațiile conținute în fereastra de management sunt disponibile în format text în fișierul *Nume\_proiect.opj*. Toate folderele sunt actualizate automat de îndată ce resursele sunt create.

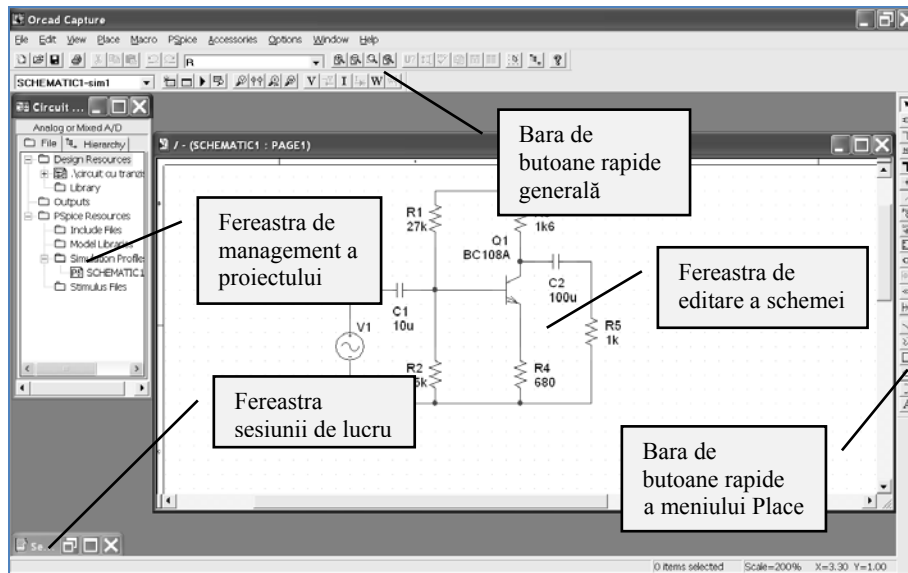
În folderul *Design Resources* sunt date informații despre:

- fișierele care conțin paginile cu schemele proiectului (*Schematic*),
- toate elementele utilizate până la momentul prezent pentru crearea schemei (*Design Cache*)
- bibliotecile de simboluri create și adăugate de către utilizator (*Library*).

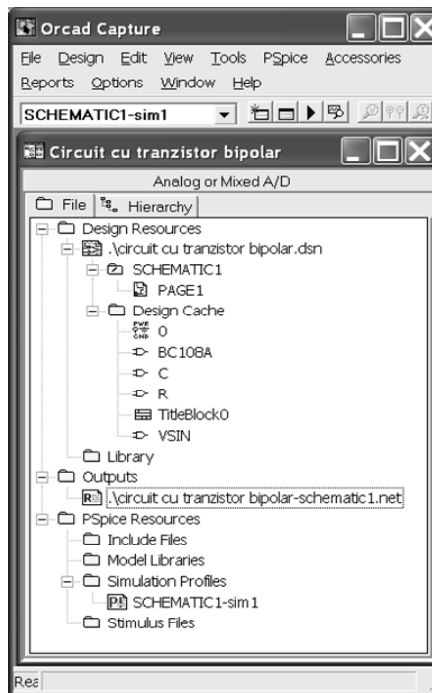
În folderul *Outputs* sunt date fișierele netlist și eventual listele de materiale.

În folderul *PSpice Resources* se găsesc informații despre:

- alte fișiere incluse (*Include Files*)



**Figura 4.1.** Ferestrele mediului *Capture*



**Figura 4.2.** Fereastra de management a proiectului

- biblioteci de modele create de utilizator (*Model Libraries*)
- profilele de simulare (*Simulation Profiles*)
- fișierele de stimuli (*Stimulus Files*)

Prin realizarea unui dublu-click pe aceste resurse, se va deschide fișierul respectiv sub programul sau interfața care îl folosește. În *Design Cache* componentele sunt afișate doar cu titlu informativ.

#### **Fereastra de editare a schemei**

În această fereastră se pot plasa simboluri de componente, trasee de legătură, magistrale, marcatoare de tensiune sau curent, sau se pot desena diferite forme grafice (cercuri, linii, dreptunghiuri, etc.).

#### **Fereastra sesiunii de lucru**

În această fereastră sunt listate toate evenimentele din timpul unei sesiuni de lucru în mediul *Capture*, inclusiv mesajele de eroare care apar în timpul compilației. Pentru a afișa detaliile despre un anumit mesaj de eroare, se plasează cursorul pe linia mesajului în fereastră și se apasă tasta F1.

#### **4.1.4. Bare de butoane rapide**





În mediul *Capture* sunt disponibile două bare de butoane rapide:






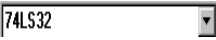












1. Bara de butoane rapide generală (*Toolbar*)
2. Bara de butoane rapide a meniului *Place* (*Tool Palette*)

##### **4.1.4.1. Bara de butoane rapide generală**

Această bară se găsește în partea de sus a ferestrei, imediat sub meniul principal. Semnificațiile butoanelor conținute în bară sunt date în tabelul 4.1.

**Tabelul 4.1**

	Crearea unui document nou. Dacă există un proiect deja deschis, se creează o pagină nouă. Dacă nu există nici un proiect deschis, se creează un nou proiect ca la § 4.1.2. ( <i>Create document</i> )
	Se deschide un proiect deja existent. ( <i>Open document</i> )
	Salvarea documentului activ, a schemei sau a unei componente. ( <i>Save document</i> )
	Tipărirea paginilor selectate, a schemei active sau a unei componente. ( <i>Print</i> )

	Decuparea obiectului selectat și plasarea lui în Clipboard. ( <i>Cut</i> )
	Copierea obiectului selectat în Clipboard. ( <i>Copy</i> )
	Lipirea conținutului Clipboardului în poziția curentă a cursorului. ( <i>Paste</i> )
	Anularea ultimei comenzi efectuate, dacă este posibil. ( <i>Undo</i> )
	Repetarea ultimei comenzi efectuate. ( <i>Redo</i> )
	Plasarea unei componente sau a unui simbol dintr-o listă cu cele mai recent utilizate componente sau simboluri. ( <i>Place Part</i> )
	Mărirea imaginii. ( <i>Zoom In</i> )
	Micșorarea imaginii. ( <i>Zoom Out</i> )
	Mărirea unei anumite zone selectate. ( <i>Zoom Area</i> )
	Vizualizarea întregului document. ( <i>Zoom All</i> )
	Atribuire de referințe componentelor din pagina selectată. ( <i>Annotate</i> )
	Importarea referințelor create de un program extern, de ex. PCB layout tool. ( <i>Back Annotate</i> )
	Verificarea regulilor electrice, nodurilor sau terminalelor neconectate, referințelor invalide sau duplicat. ( <i>Design Rules Check</i> )
	Crearea fișierului netlist. ( <i>Create Netlist</i> )
	Realizarea unei liste cu toate componentele schemei, referințele și numele lor. ( <i>Cross Reference</i> )
	Realizarea listei de materiale. ( <i>Bill of Materials</i> )
	Utilizarea caroiajului de ghidare. ( <i>Snap to grid</i> )
	Afișarea ferestrei de management a proiectului. ( <i>Project Manager</i> )























	Buton de ajutor on-line. ( <i>Help</i> )
	Afișarea profilului de simulare activ. ( <i>Active Profile</i> )
	Crearea unui profil nou de simulare. ( <i>New Simulation Profile</i> )
	Editarea profilului de simulare activ ( <i>Edit Simulation Settings</i> )
	Rularea simulării ( <i>Run PSpice</i> )
	Vizualizarea rezultatelor simulării ( <i>View Simulation Results</i> )
	Marcator de tensiune ( <i>Voltage/Level Marker</i> )
	Marcator de tensiune diferențială ( <i>Differential Voltage Marker</i> )
	Marcator de curent ( <i>Current Marker</i> )
	Marcator de putere disipată ( <i>Power Dissipation Marker</i> )
	Afișarea tensiunilor de polarizare ( <i>Enable Bias Voltage Display</i> )
	Afișarea curenților de polarizare ( <i>Enable Bias Current Display</i> )
	Afișarea puterilor de polarizare ( <i>Enable Bias Power Display</i> )

#### 4.1.4.2. Bara de butoane rapide a meniului *Place*

Această bară se găsește implicit în partea dreaptă a ferestrei de editare a schemei. Ea poate fi însă mutată oriunde pe suprafața mediului *Capture*. Bara dispare la selectarea altei ferestre decât cea de editare. Butoanele accesează aceleași comenzi ca și în meniul *Place* din bara de meniuri. Semnificațiile acestor butoane sunt prezentate în tabelul 4.2.

**Tabelul 4.2.**

	Selectarea unui obiect de pe schemă. Este modul normal de operare. ( <i>Select</i> )
---	--

	Selectarea unei componente dintr-o bibliotecă. Se deschide o fereastră interactivă. ( <i>Place Part</i> )
	Desenare fire de legătură. ( <i>Place Wire</i> )
	Denumire noduri (plasare de etichete). ( <i>Place Net Alias</i> )
	Desenare de magistrală. ( <i>Place Bus</i> )
	Plasare joncțiune. ( <i>Place junction</i> )
	Plasare de intrare în magistrală. ( <i>Place Bus Entry</i> )
	Plasare simbol de putere. ( <i>Place Power</i> )
	Plasare simbol de masă. ( <i>Place Ground</i> )
	Plasarea unui bloc ierarhic. ( <i>Place Hierarchical Block</i> )
	Plasarea unui port ierarhic pe schemă. ( <i>Place Port</i> )
	Plasarea unui pin ierarhic într-un bloc ierarhic. ( <i>Place Pin</i> )
	Plasarea unui conector de ieșire din pagină ( <i>Place Off-page Connector</i> ).
	Simbolizarea unui pin neconectat. ( <i>Place No Connect</i> )
	Desenarea unei linii drepte. ( <i>Place Line</i> )
	Desenarea unei linii frânte. ( <i>Place Polyline</i> )
	Desenarea unui dreptunghi. ( <i>Place Rectangle</i> )
	Desenarea unei elipse. ( <i>Place Ellipse</i> )
	Desenarea unui arc de cerc. ( <i>Place Arc</i> )
	Inserare text. ( <i>Place Text</i> )

#### 4.1.5. Plasarea și editarea componentelor

La editarea schemei se vor respecta condițiile pentru topologia circuitului prezentate în capitolul 2.

Pentru alegerea și plasarea unei componente se utilizează meniul *Place* sau bara de butoane rapide a acestui meniu. Orice componentă din schemă este formată din două părți:

- **Simbolul**, care este reprezentarea schematică a componentei așa cum apare în fereastra grafică de desenare a schemei. Simbolurile sunt definite implicit pentru o parte din componente cum ar fi: sursele, componentele pasive, simbolurile de masă, porturi, pini, etc. sau sunt preluate din biblioteci de simboluri care au extensia **.olb**. Aceste biblioteci pot fi editate sau modificate de către utilizator și însoțesc bibliotecile de modele.
- **Modelul funcțional** care este apelat de către program în timpul simulării și pe baza căruia se face scrierea ecuațiilor funcționale. Modelele pot fi de asemenea definite implicit cum ar fi la componentele pasive, surse, comutatoare, sau pot fi create sau modificate utilizând instrucțiunile **.MODEL** și **.SUBCKT** și incluse în bibliotecile de modele. Bibliotecile de modele au extensia **.lib** și au același nume ca și bibliotecile de simboluri la care se referă.

PSpice din pachetul Orcad este însoțit de un număr mare de biblioteci ce acoperă o gamă variată de componente de la diferiți producători. Indiferent de variantă, la instalare se creează un subfolder special denumit *Library* al folderului *Capture*, în care se găsesc atât bibliotecile de simboluri (.olb) cât și bibliotecile de modele (.lib). Bibliotecile de simboluri pot fi citite numai de către *Capture*. Bibliotecile de modele sunt fișiere text și pot fi citite sau editate fie cu ajutorul unui editor de texte, fie cu programul *PSpice Model Editor*.

**Atenție!** Se recomandă să nu se modifice bibliotecile implicite ale Orcadului.

Există 4 biblioteci mai importante: ANALOG, BREAKOUT, SOURCE și SPECIAL.

##### **Biblioteca ANALOG**

Această bibliotecă prezintă numai componenta de simboluri ANALOG.OLB și conține modele funcționale cu parametri implicați pentru o serie de componente cu ar fi componente pasive și surse comandate, care nu pot fi modificate de către utilizator. Se permite modificarea doar a valorii parametrilor, nu și a modelelor.

##### **Biblioteca BREAKOUT**

Această bibliotecă prezintă și componenta de modele BREAKOUT.LIB și conține componente ce permit modificarea modelelor utilizând editorul de modele. Parametrii de model ce pot fi adăugați sunt prezentați la descrierea componentelor în capitolul 3.

### **Biblioteca SOURCE**

Această bibliotecă conține sursele independente de tensiune și curent și stimuli digitali. Întrucât modelele acestor surse sunt predefinite, biblioteca nu prezintă decât componenta de simboluri SOURCE.OLB. Sursele comandate au de asemenea modele predefinite care se găsesc în biblioteca ABM.OLB.


### **Biblioteca SPECIAL**

Această bibliotecă nu conține modele funcționale propriu-zise ci permite includerea în program în mod interactiv a unor comenzi speciale cum ar fi: comenzi de definire a parametrilor, comenzi de fixare a condițiilor inițiale, de control a rezultatelor, etc.

Modul concret în care se face plasarea și editarea componentelor este exemplificat în aplicația 5.1. Modul în care se face editarea modelelor utilizând editorul de modele este dat în aplicația 5.2.

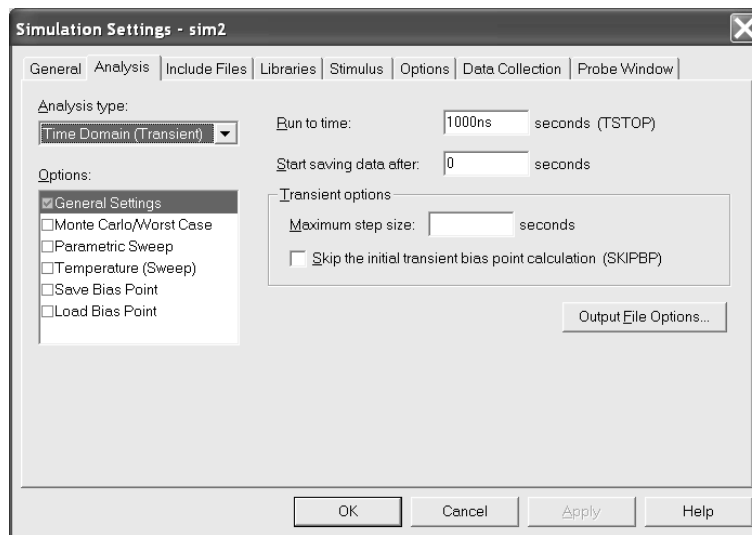
## **4.2. Editarea profilului de simulare**

După ce a fost desenată schema circuitului, urmează stabilirea analizelor care vor fi efectuate și a opțiunilor de simulare. Acest lucru se face prin definirea și editarea interactivă a unui profil de simulare. Pașii sunt următorii:

1. Se alege în meniul *PSpice – New Simulation Profile* sau se apasă butonul 
2. Se stabilește numele profilului.
3. Se apasă *Create*.
4. Se deschide fereastra de editare a profilului de simulare (figura 4.3).

Din această fereastră se pot face următoarele setări:

- Meniul *General* – se furnizează date despre numele și locul de salvare a fișierelor cu rezultatele simulării .OUT și .DAT
- Meniul *Analysis* – se stabilește tipul analizei și parametrii acesteia. Aici se setează cele 4 tipuri de analiză principale: de regim tranzitoriu, în curent continuu, în frecvență și calculul punctului de polarizare. Fiecare din aceste analize permite efectuarea de analize statistice Monte Carlo și Worst Case, analize parametrice și de temperatură. Punctele de polarizare pot fi salvate sau încărcate din fișiere.
- Meniul *Include Files* – permite includerea în program de fișiere care conțin alte comenzi (de ex. definirea unor parametri, a unor funcții, etc.).
- Meniul *Libraries* – aici se includ în program fișierele cu bibliotecile de modele necesare simulării cu componentele utilizate în schemă. În mod implicit, programul apelează un fișier text denumit NOM.LIB, care se află în directorul




**Figura 4.3.** Fereastra de editare a profilului de simulare

cu bibliotecă *Library* și care conține nu modele, ci alte instrucțiuni de includere de bibliotecă de tipul .LIB pentru cele mai utilizate bibliotecă. Dacă bibliotecile din care s-au luat componentele utilizate în schemă se găsesc în fișierul NOM.LIB, atunci simularea funcționează. Dacă nu, este necesară adăugarea de către utilizator fie a denumirii bibliotecii cu care lucrează în fișierul NOM.LIB, utilizând un editor de texte (*Notepad* de exemplu), caz în care va putea fi utilizată pentru toate proiectele ulterioare, fie ca bibliotecă pentru proiectul în curs prin identificarea locului acesteia și apăsarea butoanelor *Add as Global* sau *Add to Design*.

- Meniul *Stimulus* – se includ fișiere de stimuli, create cu editorul de stimuli.
- Meniul *Options* – permite stabilirea opțiunilor de simulare descrise la § 3.5.8.2.
- Meniul *Data Collection* – se setează mărimile pe care le va furniza simulatorul ca ieșiri. Implicit, se calculează toate tensiunile nodale, curenții prin laturi, puterile, ieșirile digitale și tensiunile de zgomot posibile. Aceasta implică, firește un consum mai mare de timp pentru simulare. Dacă nu sunt necesare toate aceste mărimi, se poate renunța la unele din ele, caz în care timpul de simulare scade semnificativ.
- Meniul *Probe Window* – se stabilește modul în care se deschide fereastra de prezentare grafică a rezultatelor, *Probe*.

Modul de utilizare a ferestrei de editare a profilului de simulare este prezentat în aplicația 5.1.

### 4.3. Prezentarea rezultatelor simulării

După cum am arătat, simularea propriu-zisă a funcționării circuitului este realizată de programul *PSpice A/D*, care este lansat prin activarea opțiunii *Run PSpice* sau apăsarea butonului . După efectuarea simulării, se deschide automat interfața de prezentare grafică a rezultatelor, denumită fereastră sau interfață *Probe*. Un exemplu de fereastră *Probe* este dat în figura 4.4.

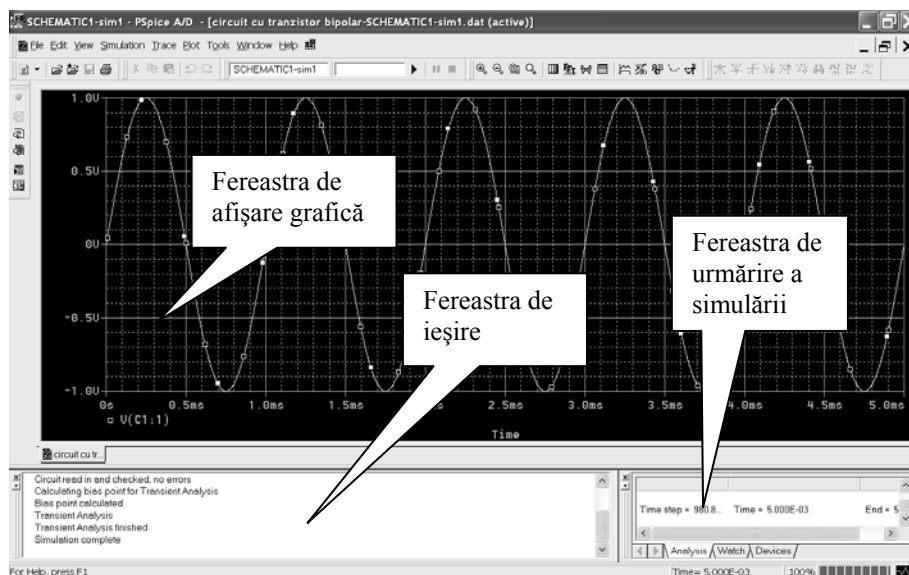


Figura 4.4. Fereastra *Probe*

Interfața *Probe* este formată din 3 ferestre:

- *fereastra de afișare grafică* a rezultatelor simulării, în care se prezintă forme de undă și caracteristici
- *fereastra de ieșire*, care afișează toate operațiile efectuate de programul *PSpice A/D* pe parcursul simulării
- *fereastra de urmărire a simulării*, în care se afișează momentul de timp la care a ajuns simularea.

În cadrul acestei interfețe se pot efectua următoarele operațiuni:

- Vizualizarea evoluției grafice a tuturor tensiunilor, curenților, puterilor, analogice și/sau digitale determinate în urma simulării
- Compararea rezultatelor simulării din unul sau mai multe circuite pe un singur grafic
- Calculul Transformatei Fourier și vizualizarea spectrului semnalului
- Realizarea de calcule complexe între mărimile de ieșire
- Realizarea de măsurători pe curbele trasate.

Funcțiile permise în *Probe* pentru vizualizarea formelor de undă sunt date în tabelul 4.3.

**Tabelul 4.3**

<b>Funcție</b>	<b>Descriere</b>
ABS(x)	x
SGN(x)	+1 (if x>0), 0 (if x=0), -1 (if x<0)
SQRT(x)	$x^{1/2}$
EXP(x)	$e^x$
LOG(x)	$\ln(x)$
LOG10(x)	$\log(x)$
M(x)	Amplitudinea lui x
P(x)	Faza lui x (grade)
R(x)	Partea reală a lui x
IMG(x)	Partea imaginară a lui x
G(x)	Intârzierea de grup a lui x (secunde)
PWR(x,y)	x y
SIN(x)	$\sin(x)$
COS(x)	$\cos(x)$
TAN(x)	$\tan(x)$
ATAN(x)	$\tan^{-1}(x)$
ARCTAN(x)	$\tan^{-1}(x)$
d(x)	Derivata lui x în raport cu variabila de pe axa x
s(x)	Integrala lui x în domeniul variabilei
AVG(x)	Media lui x pe intervalul variabilei
RMS(x)	Valoarea efectivă a lui x pe intervalul variabilei
DB(x)	Valoarea amplitudinii în dB
MIN(x)	Valoarea minimă a părții reale a lui x
MAX(x)	Valoarea maximă a părții reale a lui x

În aplicațiile de la capitolul 5 se vor prezenta cazuri concrete de utilizare a ferestrei *Probe*.

### APLICAȚII

În acest capitol se va ilustra modul de utilizare a programului PSpice pentru analiza unor circuite care fac parte cu precădere din aparatura de măsură și control. Exemplele au fost alese astfel încât să poată fi ilustrate cât mai multe din capacitățile programului.

#### 5.1. Puntea de curent continuu

Montajul în punte este o metodă de prelucrare a semnalelor analogice foarte utilizată în tehnica măsurărilor. În particular, puntea de curent continuu se utilizează atât ca metodă de măsurare precisă a rezistențelor, cât și drept circuit de condiționare a semnalelor pentru senzorii rezistivi. Schema unei punți de curent continuu este dată în figura 5.1.

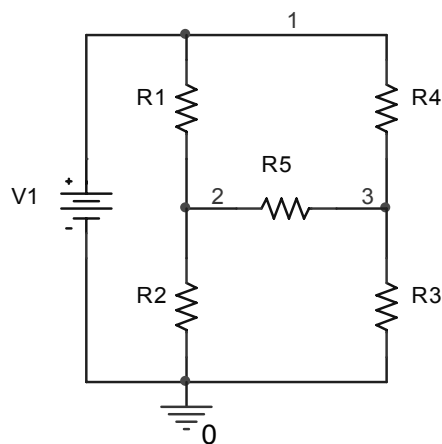


Figura 5.1. Puntea de curent continuu



Puntea poate fi utilizată în regim *echilibrat* sau *dezechilibrat*. În primul caz, una din rezistențe este variabilă și se reglează în sensul anulării tensiunii de dezechilibru  $\Delta U$ . Condiția de echilibru este:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4 \quad (5.1)$$

În cel de-al doilea caz, dacă una din rezistențe este variabilă (reprezintă de exemplu un senzor rezistiv), tensiunea de dezechilibru este dată de relația:

$$\Delta U = U_2 - U_1 = V \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \quad (5.2)$$

După cum se observă din relația de mai sus, tensiunea de dezechilibru  $\Delta U$  variază neliniar cu oricare dintre cele 4 rezistențe.


### Scopul lucrării

Ne propunem să studiem variația tensiunii dintre nodurile 2 și 3,  $V(2,3)$ , pentru puntea din figura 5.1, la variația tensiunii sursei  $V_1$  și la variația rezistenței  $R_3$ . Vom exemplifica modul de utilizare a analizelor: punct de polarizare, analiza în curent continuu, analize parametrice, analiza de sensibilitate.

#### 5.1.1. Desenarea schemei

1. Creați un nou proiect după cum este descris la § 4.1.2.

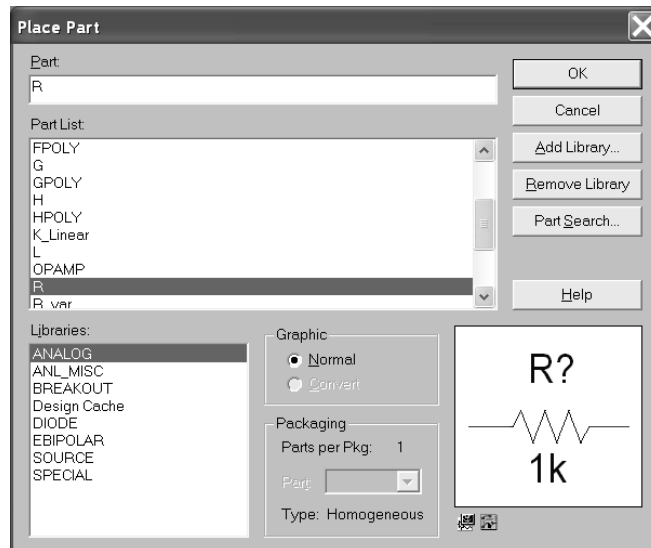
#### **Plasarea rezistențelor**

2. Apăsați butonul  sau meniul *Place – Part*.
3. În fereastra *Place Part* care s-a deschis (figura 5.2), în secțiunea *Libraries*, selectați biblioteca ANALOG. Dacă această bibliotecă nu se găsește în listă, apăsați butonul *Add Library* și identificați în subfolderul *Capture-Library-Pspice* a programului Orcad, biblioteca ANALOG, după care apăsați butonul *Open*.
4. Defilați secțiunea *Part* pentru a observa componentele conținute în biblioteca ANALOG.
5. În secțiunea *Part* selectați rezistența, simbolizată cu R.



La selectarea unei componente din secțiunea *Part*, se afișează simbolul acesteia în secțiunea din dreapta-jos a ferestrei.

6. Apăsați *OK*.



**Figura 5.2.** Fereastra *Place Part*

7. Plasați rezistențele pe foaia de desenare în ordinea R1-R2-R3-R4-R5 conform schemei din figura 5.1. Veți observa că, pe măsură ce depuneți componentele pe foaie, referința lor este incrementată. Aceasta operație se numește adnotare automată.



La plasarea unei componente pe foaie, aceasta poate fi rotită sau simetrizată în oglindă utilizând opțiunile din meniul *Edit* sau apăsând pe butonul din dreapta al mouse-ului și selectând opțiunea dorită (*Rotate*, *Mirror*).

8. După terminarea depunerii celor 5 rezistențe, finalizați modul de plasare a componentelor prin *Click-dreapta – End Mode* sau apăsând tasta *Esc*.



Componentele pot fi deplasate, copiate, rotite, simetrizate sau șterse oricând prin selectarea lor și apăsarea comenzii dorite.


Selectarea unei componente se face cu butonul din stânga al mouse-ului, până când aceasta devine încadrată într-un chenar roșu. Selectarea mai multor componente concomitent se face prin selectarea prin metoda *Drag & Drop* a unei zone din suprafața de desenare ce conține componentele dorite. Selectarea mai multor componente se mai poate face prin ținerea apăsată a tastei *Ctrl*.

### **Plasarea sursei**


1. Apăsați butonul .
2. Selectați biblioteca SOURCE.

3. Defilați biblioteca și observați elementele componente.
4. Selectați sursa VDC.
5. Apăsați *OK*.
6. Plasați sursa pe foaie conform schemei.

### **Plasarea masei**

1. Apăsați butonul .
2. Selectați *0/Source*. Asigurați-vă că în secțiunea *Name* este trecută cifra 0. Acesta este numele nodului de masă, care întotdeauna trebuie să fie 0.
3. Plasați masa pe foaie.

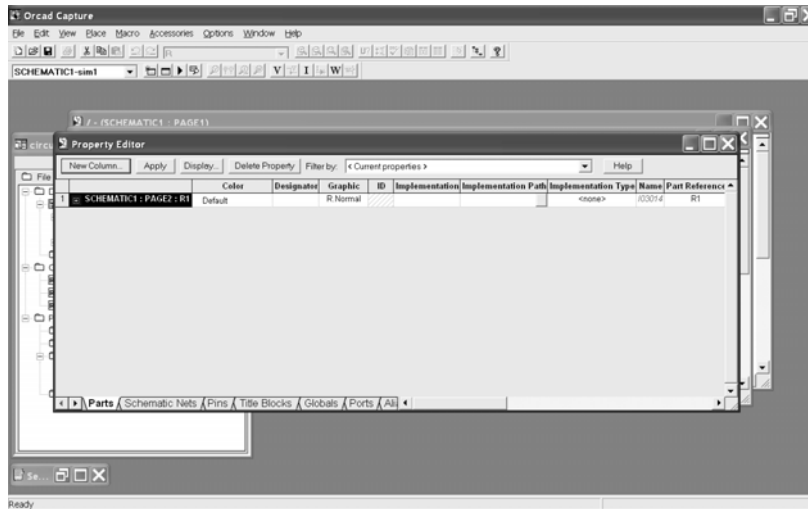
### **Realizarea legăturilor**

1. Apăsați butonul .
2. Realizați legăturile. Inițializarea unui traseu se face printr-un *click-stânga* pe terminalul componentei. Tot printr-un *click-stânga* se obține orice schimbare de direcție la 90°. Pentru schimbarea direcției după alte unghiuri decât 90°, se ține apăsat pe tasta *Shift* la executarea traseului.

### **Atribuirea valorilor componentelor**

Atribuirea valorilor este o operație ce face parte din editarea proprietăților componentelor, care se face interactiv utilizând fereastra de editare a proprietăților (figura 5.3).

1. Selectați rezistența  $R_1$ .
2. Realizați un *dublu-click* pe componentă, sau *click-dreapta* – *Edit Properties*. Se va deschide fereastra de editare a proprietăților.



**Figura 5.3.** Fereastra de editare a proprietăților componentelor

- Defilați conținutul ferestrei până la capăt utilizând scroll-barul inferior. În câmpul *Value* tastați valoarea 100. Tot din această fereastră se poate modifica, dacă e necesar, denumirea componentei din câmpul *Part Reference*.



O altă posibilitate de modificare a valorii sau a numelui unei componente este prin executarea *dublu-click* pe valoare sau nume și modificarea acestora în fereastra deschisă. Tot în această fereastră se poate opta pentru afișarea sau nu a acestora.

- Realizați atribuirea valorilor și celorlalte rezistențe după cum urmează:  $R1 = R2 = R4 = 100 \Omega$ ,  $R3 = 150 \Omega$ ,  $R5 = 10 \text{ k}\Omega$ .
- Deschideți fereastra de editare a proprietăților pentru sursa V1.
- În câmpul DC scrieți valoarea 10.




Nu scrieți valoarea sursei în câmpul *Value*.

Ca și la rezistență, atribuirea valorii sursei se poate face prin *dublu-click* pe valoare și modificarea acesteia în fereastra nou deschisă.

### 5.1.2. Calculul punctului de polarizare

#### Setarea profilului de simulare

- Creați un nou profil de simulare prin apăsare pe butonul  sau alegeți din meniul *PSpice – New Simulation Profile*.
- Dați un nume profilului. Sugerăm numele *Sim1*.
- În fereastra deschisă, selectați opțiunea *Bias Point* din secțiunea *Analysis Type*.

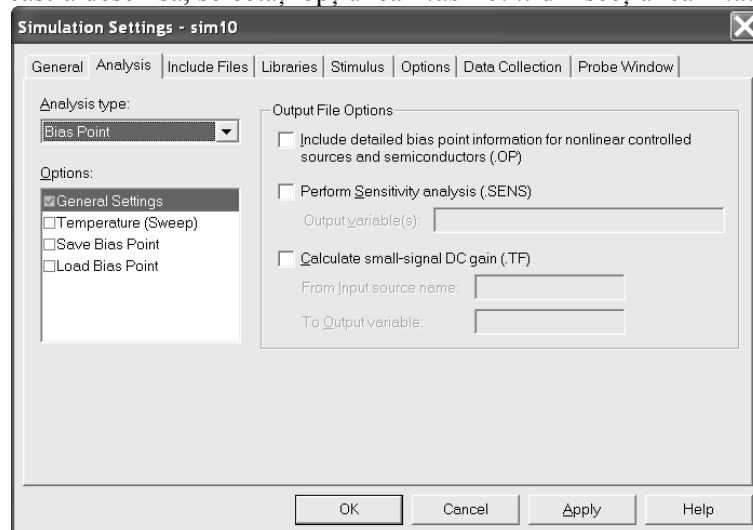



Figura 5.4. Fereastra de setare a profilului de simulare



În această fereastră se pot alege și analizele la semnal mic .TF și de sensibilitate .SENS.

4. Observați în fereastra de management a proiectului apariția profilului creat în folderul *Simulation Profiles*.
5. Apăsați *OK*.

### **Rularea simulării și vizualizarea rezultatelor**

1. Pentru inițierea simulării, apăsați butonul  sau *PSpice – Run* sau apăsați tasta F11.
2. Deschideți fereastra *Session Log* și observați mesajele afișate.



Aceste mesaje se referă doar la etapa compilării circuitului de către *Capture* și la crearea fișierului netlist.

După terminarea simulării, deși se deschide automat fereastra *Probe*, rezultatele acestui tip de analiză sunt afișate doar în fișierul de ieșire, .OUT, sub forma unui set de tensiuni nodale, curenți prin toate sursele circuitului și puterile disipate.

3. Deschideți fișierul de ieșire în unul din următoarele moduri:
  1. din fereastra *Probe, View – Output file*.
  2. din mediul *Capture, PSpice – View Output File*.
  3. cu un editor de text (Wordpad de ex.), din folderul unde se găsește fișierul.
5. Analizați structura fișierului .OUT. Vizualizați valorile punctului de polarizare în secțiunea SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION.
6. Realizați manual calculul tensiunilor  $V(2)$  și  $V(3)$  și confrunțați cu valorile din fișier.

### **5.1.3. Analiza în curent continuu**

Vom studia evoluția tensiunii dintre nodurile 2 și 3,  $V(2,3)$ , atunci când sursa își variază valoarea de la 0 la 10 V cu pas de 0,01 V.

#### **Setarea profilului de simulare**

1. Creați un nou profil de simulare, pe care-l denumiți *Sim2*.
2. În fereastră selectați opțiunea *DC Sweep* din secțiunea *Analysis Type*, ca în figura 5.5.
3. În secțiunea *Sweep Variable* (variabila de baleiere) selectați *Voltage Source* (sursă de tensiune) și scrieți numele sursei V1.



În cadrul analizei în c.c se pot utiliza ca variabile de baleiere: surse de tensiune sau curent, parametri globali, parametri de model și temperatura.

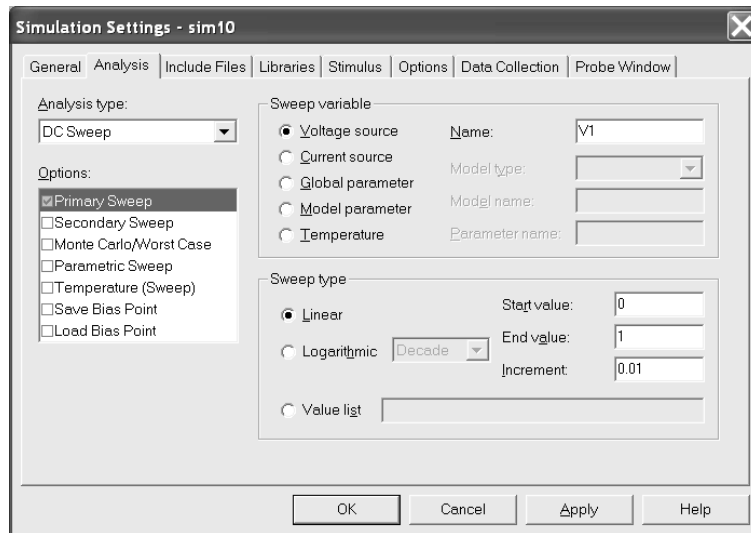


Figura 5.5. Fereastra de setare a analizei în c.c.


4. În secțiunea *Sweep Type* (tipul baleierii) selectați *Linear*.
5. Pentru *Start Value* scrieți valoarea 0, pentru *End Value* scrieți valoarea 10 și pentru *Increment* scrieți valoarea 0.01. În acest fel am setat baleierea sursei V1 între 0 și 10 V cu pas de 0,01 V.



În afară de liniar, tipul baleierii mai poate fi logaritm (decadic sau pe octave) sau urmărind valorile dintr-o listă. Valorile din listă se dau în ordinea baleierii, despărțite printr-un separator.

6. Apăsați *OK*.

### **Rularea simulării și vizualizarea rezultatelor**

1. Realizați simularea urmărind mesajele din fereastra de ieșire.
2. Vizualizați în fereastra *Probe* variația tensiunii dintre nodurile 2 și 3 în funcție de variația sursei V1, în unul din următoarele moduri:
  - Din fereastra *Probe*, meniul *Trace – Add Trace*. În fereastra deschisă, în câmpul *Trace Expression* scrieți V(2,3).
  - În mediul *Capture* apăsați butonul marker diferențial  sau *PSPICE-Markers-Voltage Differential*. Plasați un marker pe nodul 2, iar celălalt pe nodul 3.



În funcție de poziția celor două markere pe nodurile 2 și 3, tensiunea V(2,3) va avea valoarea pozitivă sau negativă.

Tensiunea diferențială V(2,3) se mai poate scrie:  $V(2,3) = V(2) - V(3)$ .

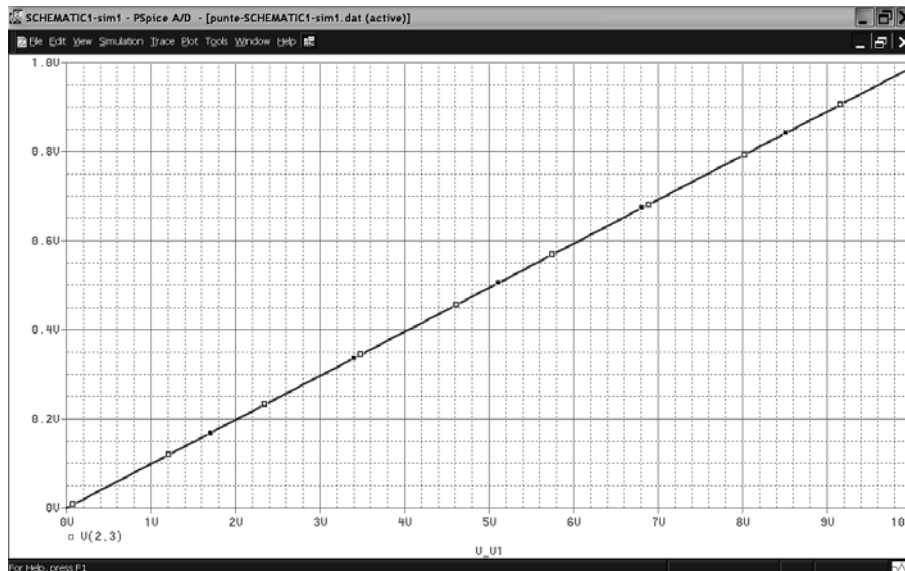



Figura 5.6. Variația tensiunii  $V(2,3)$  în funcție de tensiunea sursei  $V1$

### Măsurători pe curbe

Măsurătorile pe formele de undă sau caracteristicile trasate în *Probe* se realizează cu ajutorul a două cursoare activate prin apăsarea butonului .

Cele două cursoare se deplasează prin metoda *Drag & Drop* cu cele două butoane ale mouse-ului: butonul din stânga pentru cursorul 1, respectiv butonul din dreapta pentru cursorul 2.

Coordonatele celor două cursoare sunt afișate pe fereastra din figura 5.7. Se afișează pentru ambele cursoare abscisele și ordonatele, ca și diferențele celor două rânduri de coordonate.

Probe Cursor	
A1 =	321.622m, -28.975m
A2 =	481.982m, -43.422m
dif=	-160.360m, 14.447m


Figura 5.7. Fereastra cursoarelor

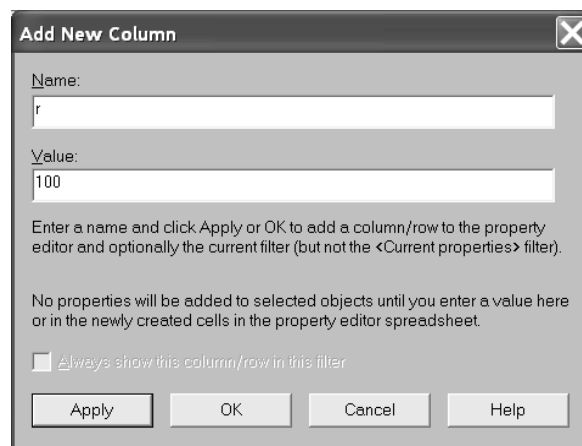
1. Plasați unul din cursoare pe un punct oarecare de pe caracteristică.
2. Determinați coordonatele ( $V1$ ,  $V(2,3)$ )
3. Verificați prin calcul cele două coordonate.

#### 5.1.4. Analize parametrice

Considerăm rezistența  $R_3$  variabilă în funcție de un parametru  $r$ . Ne propunem să studiem variația tensiunii de dezechilibru a punții atunci când  $r$  se modifică între 50 și 150  $\Omega$ , cu pas de 1  $\Omega$ . În acest scop, vom repeta analiza în curent continuu efectuată mai sus pentru un șir de valori ale parametrului global  $r$ , setat cu ajutorul unei analize parametrice. Definirea parametrului global  $r$  o vom face cu o instrucțiune de tip `.PARAM`.

##### **Definirea parametrului global $r$**

1. În mediul *Capture*, apăsați butonul .
2. În secțiunea *Libraries*, selectați biblioteca SPECIAL. Dacă această bibliotecă nu se află în listă, adăugați-o cu butonul *Add Library* din folderul *Capture/Library/PSpice* din Orcad.
3. Defilați cu cursorul și observați componentele bibliotecii SPECIAL.
4. În secțiunea *Part List* selectați PARAM.
5. Apăsați *OK*.
6. Plasați PARAM pe foaie, undeva lângă schemă.
7. Apăsați tasta *Esc* pentru a ieși din modul plasare.
8. Deschideți fereastra de editare a proprietăților pentru PARAM.
9. Apăsați butonul *New Column*. Se va deschide fereastra din figura 5.8.



**Figura 5.8.** Fereastra de setare a parametrului  $r$

10. În câmpul *Name* scrieți  $r$ .
11. În câmpul *Value* scrieți valoarea 100. Aceasta este valoarea implicită a parametrului global  $r$ .
12. Apăsați *OK*. Se observă apariția parametrului  $r$  cu valoarea sa implicită 100 în editorul de proprietăți.



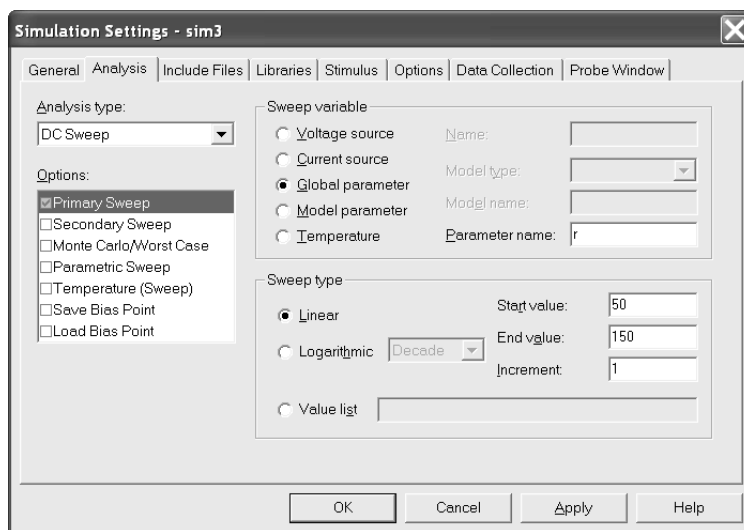
13. Apăsați pe  $r$  în timp ce cursorul se schimbă într-o săgeată verticală. Astfel, se selectează parametrul  $r$  cu valoarea lui.
14. Apăsați butonul *Display*.
15. În noua fereastră selectați *Name and Value*. Astfel s-a setat ca numele și valoarea lui  $r$  să fie afișate pe foaia cu schema.
16. Apăsați *OK*.
17. Închideți editorul de proprietăți. Pe foaie veți obține definirea parametrului  $r$ , ca mai jos.

<p><b>PARAMETERS:</b>  <math>r = 100</math></p>
---

18. La rezistența  $R3$  schimbați valoarea de  $150 \Omega$  cu valoarea parametrului  $r$  scris între acolade,  $\{r\}$ .

### **Setarea profilului de simulare pentru analize parametrice**

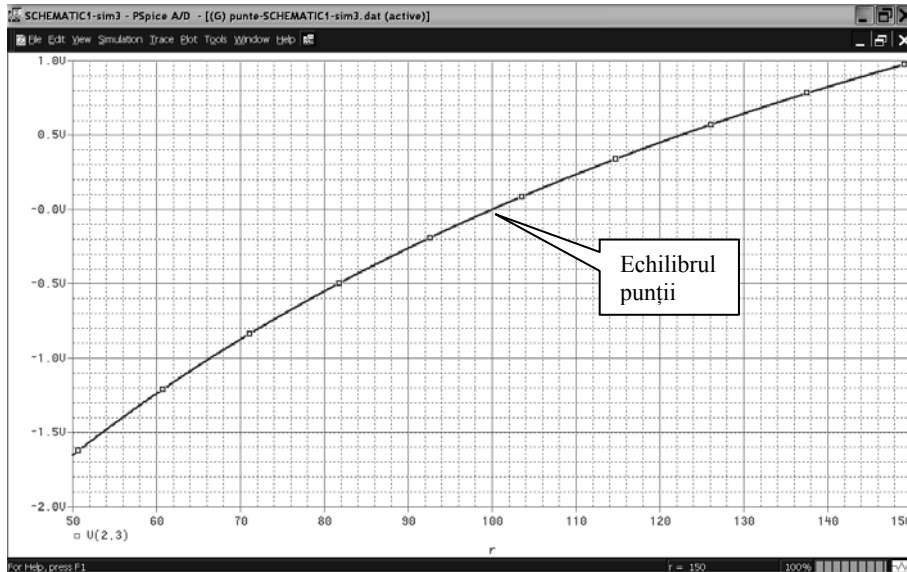
1. Creați un nou profil de simulare pe care-l denumiți *Sim3*.
2. Setați tipul de analiză *DC Sweep*
3. În secțiunea *Sweep Variable* selectați *Global Parameter*.
4. În câmpul *Parameter Name* scrieți  $r$  (nu între acolade).
5. În secțiunea *Sweep Type* selectați *Linear*, *Start Value* = 50, *End Value* = 150, *Increment* = 1.
6. Apăsați *OK*.



**Figura 5.9.** Setarea analizei parametrice

## Rularea simulării și vizualizarea rezultatelor

1. Realizați simularea urmărind mesajele din fereastra de ieșire.
2. Vizualizați în *Probe* evoluția tensiunii  $V(2,3)$  în funcție de parametrul  $r$ .



**Figura 5.10.** Evoluția tensiunii  $V(2,3)$  în funcție de parametrul  $r$



Se observă neliniaritatea caracteristicii introdusă de punte, conform relației (5.2).

Determinați punctul de echilibru al punții din ecuația (5.1) și identificați-l pe caracteristică.

### Calculul sensibilității punții

1. Cu ajutorul cursorului, măsurați coordonatele punctelor extreme ale curbei și notați-le. Fie aceste puncte:  $A(x_1, y_1)$  și  $B(x_2, y_2)$ . Cele două perechi de coordonate sunt date în fereastra cursorului:

	$x_1$	$y_1$
B1 =	50.000,	1.5385
B2 =	150.000,	-900.901m
dif=	-100.000,	2.4394
	$x_2$	$y_2$

2. Utilizând coordonatele celor două puncte, definim sensibilitatea normalizată medie a punții prin relația:

$$S_{med} = \frac{1}{V} \left| \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \right| \left[ \frac{mV}{V\Omega} \right] \quad (5.3)$$

### Calculul erorii de liniaritate

Pentru calculul erorii de liniaritate, vom trasa întâi dreapta care unește punctele A și B, care este forma ideală a curbei, în cazul în care neliniaritatea ar fi zero. Această dreaptă are ecuația:

$$y = y_1 + \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} (x - x_1) \quad (5.4)$$

unde x este variabila, parametrul r.

Pentru trasarea acestei drepte vom realiza un macro după următorul algoritm:

1. În fereastra *Probe* selectați *Trace-Macros*.
2. În fereastra nou deschisă (figura 5.11) tastați expresia macroului, înlocuind valorile celor 4 coordonate în ecuația (5.4). În locul lui x veți scrie r.

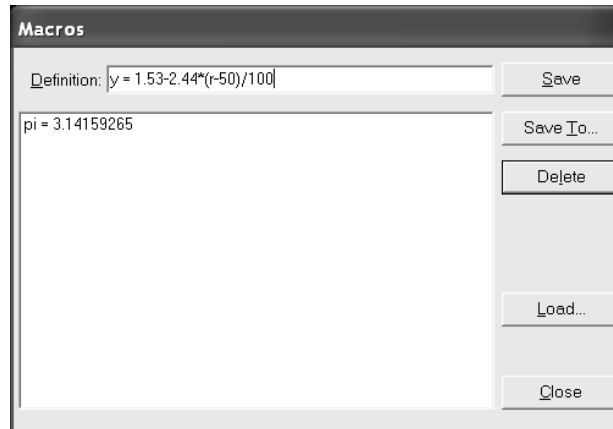


Figura 5.11. Fereastra de editare a macrourilor

3. Apăsați *Save* și apoi *Close*.
4. În *Probe* selectați *Trace-Add Trace*, iar în câmpul *Trace Expression* tastați y.
5. În fereastra grafică vizualizați curbele ideală și reală, ca în figura 5.12.

Eroarea de liniaritate se definește cu relația (5.5):

$$e = \left| \frac{V(2,3) - y}{y_2 - y_1} \right| 100 \quad (5.5)$$

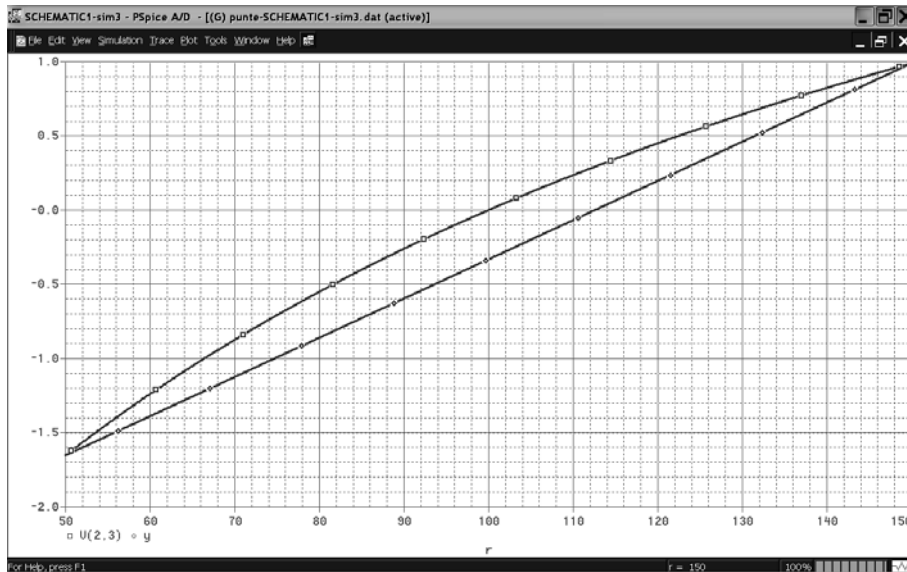


Figura 5.12. Curbele ideală și reală ale tensiunii de dezechilibru

6. Realizați un macro pentru valoarea erorii  $e$ , analog ca la punctul anterior.
7. Trasați curba erorii  $e$ . Deoarece  $e$  este exprimată în procente, iar cele două tensiuni în V, nu putem trasa toate curbele în același sistem de coordonate. Pentru vizualizarea totuși, pe același ecran a tuturor curbelor, avem la dispoziție două posibilități:
  - a. În *Probe* selectați *Plot-Add y axis*, apoi *Trace-Add Trace* și tastați  $e$  în câmpul *Trace Expression*. Veți obține figura 5.13.
  - b. În *Probe* selectați *Plot-Add Plot to Window*, apoi *Trace-Add Trace* și tastați  $e$ . Veți obține figura 5.14, în care cele două curbe sunt în ecrane separate.
8. Măsurați cu cursorul valoarea maximă a acestei erori, care apreciază din punctul de vedere al liniarității puntea de curent continuu.

Vom studia în continuare evoluția tensiunii de dezechilibru și vom determina sensibilitatea și liniaritatea punții la variația lui  $r$ , în funcție de valorile unui al doilea parametru,  $k = \frac{R_1}{R_2}$ .

În aceste condiții, valorile rezistențelor punții vor fi:

$R1 = \{k*100\}$   
 $R2 = 100$   
 $R3 = \{r\}$   
 $R4 = \{k*100\}$ .

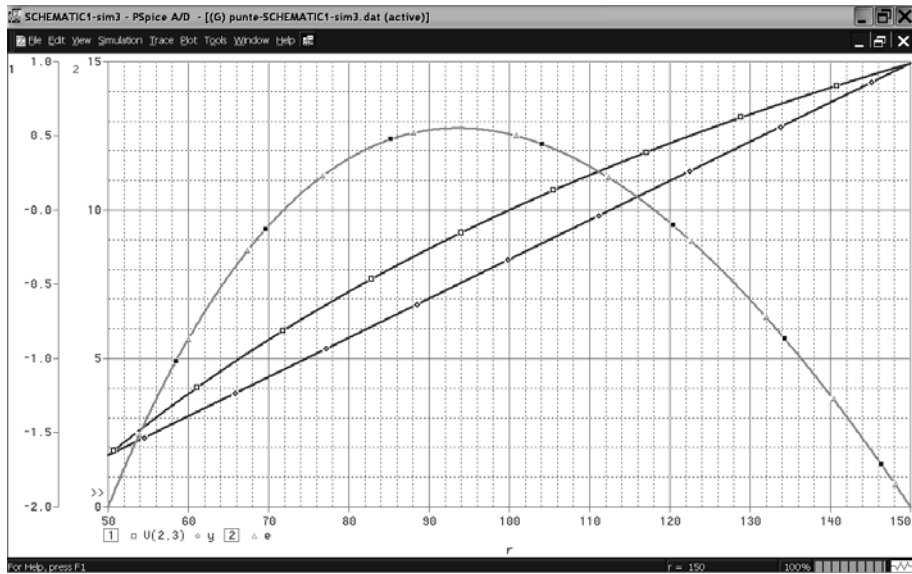


Figura 5.13

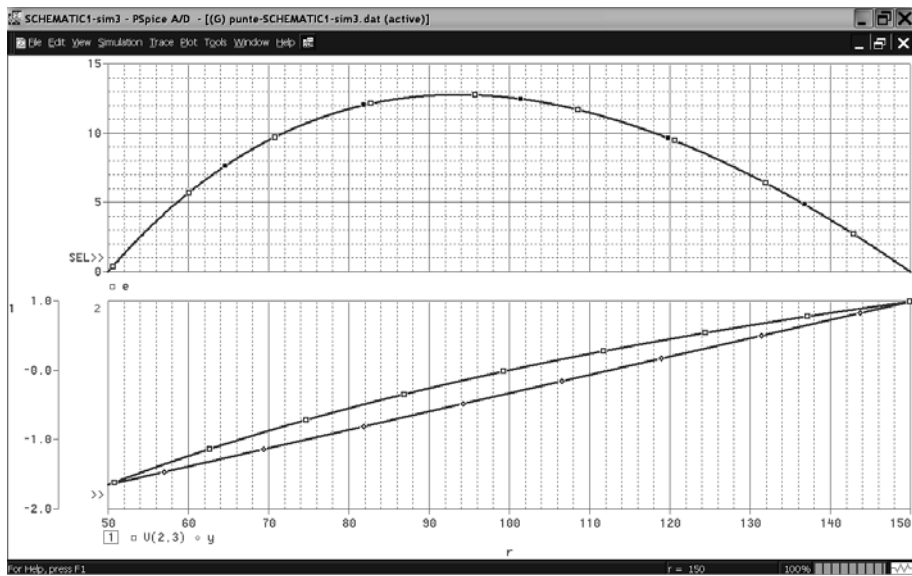


Figura 5.14

9. Definiți parametrul  $k$  în cadrul aceleiași funcții `.PARAM` ca și parametrul  $r$ , prin adăugarea unei noi coloane în fereastra de editare a parametrilor. Dați lui  $k$  valoarea implicită 1.

PARAMETERS: r = 100 k = 1
---------------------------------

10. Atribuiți valorile de mai sus rezistențelor punții.
11. Setări noua analiză parametrică în modul următor:
- Creați un nou profil de simulare, *sim4*.
  - Selecționați tipul de analiză *DC Sweep*.
  - În secțiunea *Options*, selecționați *Primary Sweep*.
  - Setați pe  $r$  ca parametru global, cu variația parametrului  $r$  de la 50 la 150 cu increment 1.
  - Vom seta acum valorile parametrului  $k$  pentru care se va realiza analiza în curent continuu. În secțiunea *Options* selecționați *Parametric sweep*.
  - Selecționați *Global Parameter*, iar în *Parameter Name* scrieți  $k$ .
  - În secțiunea *Sweep Time* selecționați *Value list*, unde scrieți valorile 1, 6, 11, 16.
  - Apăsați *OK*.
12. Fixați pe schemă markere diferențiale pentru tensiunea dintre nodurile 2 și 3.
13. Rulați analiza. Veți constata că simularea se finalizează cu apariția ferestrei din figura 5.15, în care se permite selectarea valorii lui  $k$  pentru care se dorește vizualizarea caracteristicii.
14. Selecționați toate cele 4 cazuri prin apăsarea butonului *All*, apoi *OK*.

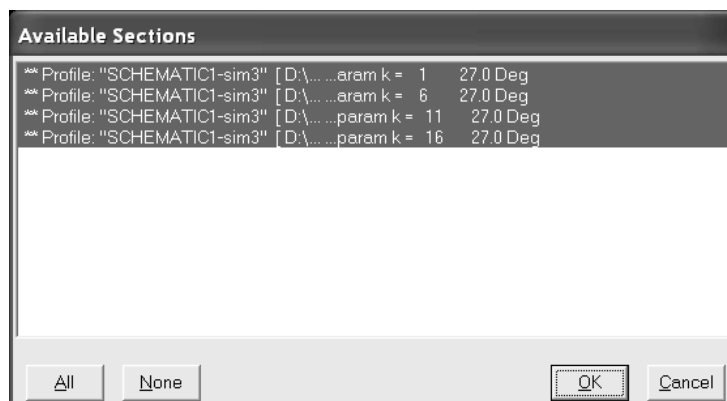


Figura 5.15



Veți obține o familie de caracteristici  $V(2,3) = f(r)$ , câte o caracteristică pentru fiecare valoare a lui  $k$ , ca în figura 5.16. Identificați valoarea lui  $k$  pentru fiecare din cele 4 caracteristici.

15. Determinați după metoda descrisă anterior, sensibilitățile și erorile de liniaritate ale punții pentru  $k = 1$  și  $k = 16$ . Trageți concluzii în privința modului în care variază cele două mărimi în funcție de parametrul  $k$ .

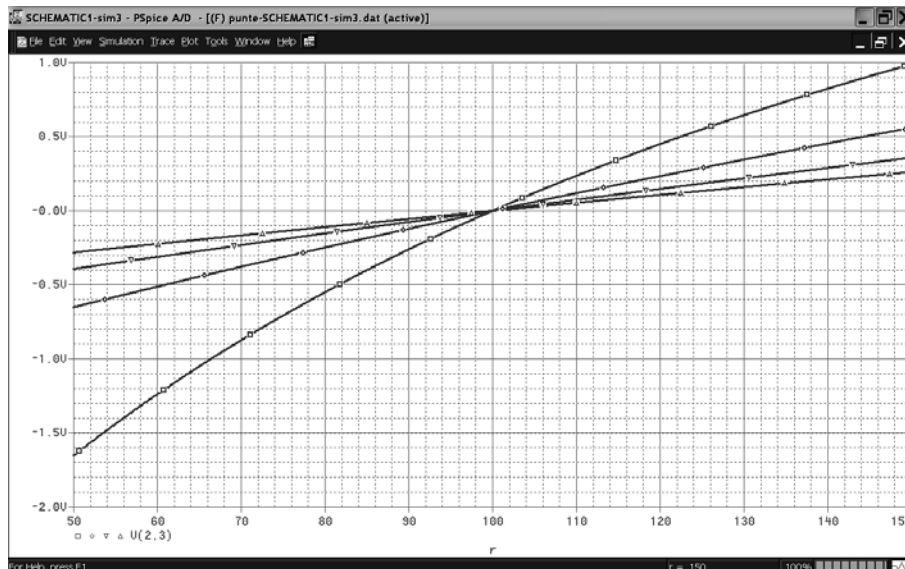


Figura 5.16

### 5.1.5. Analiza de sensibilitate

Vom studia modul de utilizare a analizei de sensibilitate. Prin această analiză vom determina cât de mult variază tensiunea de dezechilibru  $V(2,3)$ , considerată ca mărime de ieșire din punte, în funcție de variații cu o unitate, respectiv cu un procent a rezistențelor componente ale punții.

1. Creați un nou profil de simulare, *sim5*, pentru analiza de sensibilitate.
2. În editorul profilului de simulare (Figura 5.17), setați analiza *Bias Point* și bifați *Perform Sensitivity Analysis (.SENS)*.
3. La variabila de ieșire (*Output variable*) scrieți  $V(2,3)$ .
4. Apăsați *OK*.



Analiza de sensibilitate se realizează întotdeauna împreună cu calculul punctului de polarizare. Rezultatul analizei de sensibilitate se furnizează în fișierul de ieșire.

5. Deschideți fișierul de ieșire și identificați în fișier rezultatul analizei.

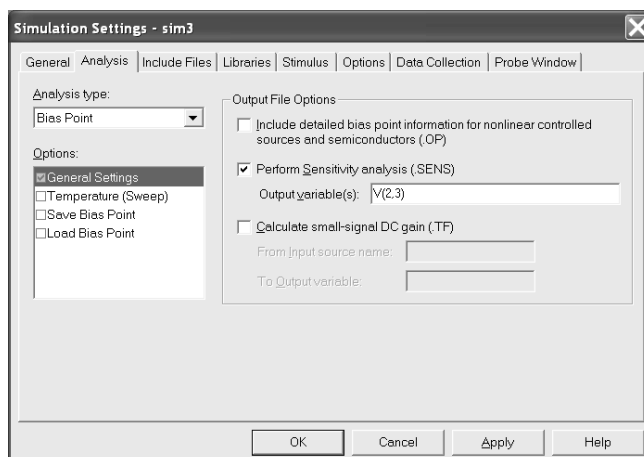


Figura 5.17. Setarea analizei de sensibilitate

```
DC SENSITIVITY ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(2,3)
```

ELEMENT NAME	ELEMENT VALUE	ELEMENT SENSITIVITY (VOLTS/UNIT)	NORMALIZED SENSITIVITY (VOLTS/PERCENT)
R_R1	1.000E+02	-2.273E-02	-2.273E-02
R_R2	1.000E+02	2.273E-02	2.273E-02
R_R3	1.000E+02	-2.273E-02	-2.273E-02
R_R4	1.000E+02	2.273E-02	2.273E-02
R_R5	1.000E+03	8.074E-20	8.074E-19
V_V1	1.000E+01	5.551E-17	5.551E-18



Coloana a 3-a reprezintă variația lui V(2,3) atunci când fiecare din cele 5 rezistențe și sursa de alimentare se modifică, pe rând, cu câte o unitate.

Coloana a 4-a reprezintă variația lui V(2,3) atunci când fiecare din cele 5 rezistențe și sursa de alimentare se modifică, pe rând, cu câte un procent.

Sensibilitatea calculată cu relația (5.3) trebuie să rezulte apropiată de cea din analiza .SENS, la variația lui R3. Diferența provine de la faptul că, datorită neliniarității curbei, noi am calculat o sensibilitate **medie** pe tot intervalul de



variație a lui R3 (50, 150), pe când programul calculează sensibilitatea la semnal mic, prin liniarizarea curbei în jurul punctului nominal de funcționare (R3= 150 Ω).

## 5.2. Traductor termorezistiv în punte

Termorezistența este cel mai răspândit traductor de temperatură. Funcționarea ei se bazează pe modificarea rezistenței electrice în funcție de temperatură. O termorezistență este caracterizată de materialul din care este construită (Pt, Ni, Cu) și de rezistența corespunzătoare temperaturii de referință (0 °C).

Vom realiza o aplicație a punții de curent continuu la măsurarea temperaturii cu termorezistență. O termorezistență poate fi modelată în PSpice în următoarele moduri:

- prin puncte, prin listarea valorilor de rezistență corespunzătoare temperaturilor, luate din tabelul furnizat de fabricant;
- analitic, prin introducerea valorilor corespunzătoare coeficienților TC1 și TC2 din modelul unei rezistențe, valori furnizate tot de către fabricant.

### Scopul lucrării

Ne propunem să urmărim variația tensiunii de dezechilibru, precum și liniaritatea și sensibilitatea unei punți de c.c. la variația temperaturii, atunci când una din laturi este ocupată de o termorezistență. Vom vedea cum se modelează o componentă cu editorul de modele și cum se realizează o analiză de temperatură.

Considerăm puntea de la aplicația anterioară, cu valorile R1 = R2 = R4=100 Ω. Iar R3 simulează o termorezistență de tip PT100, având curba de variație cu temperatura dată prin punctele din tabelul 5.1.

**Tabelul 5.1.**

Temperatura [°C]	0	10	20	30	40	50
Valoare termorezistență [Ω]	100	103,96	107,91	111,85	115,85	119,70

60	70	80	90	100	110	120	130	140
123,60	127,49	131,37	135,24	139,10	142,95	146,78	150,60	154,41

Se cunoaște că variația cu temperatura a unei termorezistențe este după o lege pătratică, respectând relația:

$$R(\theta) = R(\theta_0)[1 + \alpha(\theta - \theta_0) + \beta(\theta - \theta_0)^2] \quad (5.6)$$

Se observă că legea este aceeași cu cea a modelului unei rezistențe în PSpice (v. § 3.4.1.1):

$$\text{rezistența} = \text{valoare} \cdot R \cdot \left[ 1 + TC1(T - TNOM) + TC2(T - TNOM)^2 \right] \quad (5.7)$$

În relația (5.7), TC1 și TC2 sunt coeficienții de temperatură ai modelului rezistenței, iar TNOM este valoarea temperaturii nominale la care PSpice realizează toate analizele.

Așadar, considerând  $\alpha = TC1$ ,  $\beta = TC2$  și  $\theta_0 = TNOM = 0$  °C, legea termorezistenței este aceeași cu cea a modelului.

Vom începe prin crearea unui model pentru rezistența R3, care să conțină cei doi coeficienți TC1 și TC2 corespunzători parametrilor  $\alpha$  și  $\beta$  ai unei termorezistențe Pt100.

$$\alpha = 3,9156 \cdot 10^{-3} \text{ și } \beta = -6,4968 \cdot 10^{-7}$$

Pentru rezistențele utilizate până acum în aplicația anterioară, preluate din biblioteca ANALOG, nu se poate modifica modelul lor intrinsec.

Pentru crearea și editarea modelelor vom utiliza componentele din biblioteca BREAKOUT.

1. În puntea de curent continuu de la aplicația anterioară, ștergeți rezistența R3.
2. Deschideți fereastra de plasare a componentelor și selectați biblioteca BREAKOUT. Dacă această bibliotecă nu se află în listă, adăugați-o cu butonul *Add Library* din folderul *Capture/Library/PSpice* din Orcad.
3. Din biblioteca BREAKOUT, selectați componenta *Rbreak* și o plasați în locul rezistenței R3.
4. Deschideți fereastra de editare a proprietăților pentru *Rbreak*. Modificați referința cu R3 și stabiliți valoarea rezistenței la 100. Închideți fereastra.
5. Selectați rezistența R3.
6. În meniul *Edit* selectați *PSpice Model*. În acest moment a fost apelat editorul de modele, care va deschide fereastra de editare a modelului rezistenței, ca în figura 5.18. Se observă existența instrucțiunii *.MODEL* în fereastra din dreapta.
7. Adăugați după câmpul *R=1*, cele două constante *TC1=3.9156E-3*, *TC2=-6.4968E-7*.

*.MODEL Rbreak RES R=1 TC1=3.9156E-3, TC2=-6.4968E-7*

8. Apăsați butonul *Save*. În acest moment s-a creat un fișier bibliotecă local, cu denumirea proiectului și extensia *.LIB*. Vizualizați în folderul proiectului, acest fișier.

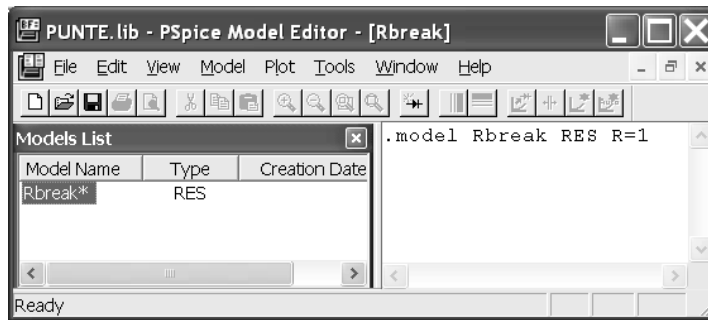


Figura 5.18

### Analiza de temperatură

Vom urmări variația tensiunii de ieșire,  $V(2,3)$ , atunci când temperatura variază între limitele  $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$  și  $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

9. Creați un nou profil de simulare, *sim6*.
10. Selectați *DC Sweep – Primary sweep*, iar în *Sweep Variable* selectați *Temperature*.
11. În *Sweep Type* specificați variația liniară de temperatură între  $-50$  și  $50$  cu pas de  $1$  grad.
12. Rulați analiza..
13. Vizualizați în *Probe* pe  $V(2,3)$  în funcție de temperatură.
14. Măsurați cu ajutorul cursorului temperatura pentru care puntea este echilibrată. Veți obține  $27\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Aceasta este temperatura nominală implicită *TNOM* la care se fac toate analizele. În cazul nostru,  $27\text{ }^{\circ}\text{C}$  este considerată temperatura de referință a termorezistenței.
15. Modificați valoarea temperaturii de referință (nominale) deschizând din nou profilul de simulare *sim6*, iar în meniul *Options*, modificați câmpul *Default nominal temperature* cu valoarea  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ .
16. Rulați din nou analiza și măsurați temperatura la care puntea se echilibrează.
17. Determinați sensibilitatea și eroarea de liniaritate pentru curba trasată (eroarea de liniaritate maximă pe care trebuie să o obțineți este de  $5,31\%$ ).
18. Realizați o analiză de sensibilitate și comparați cu rezultatul sensibilității obținut anterior.
19. Înlocuiți termorezistența de platină cu una de nichel, Ni100, care are coeficienții:

$$TC1 = \alpha = 5,4936 \cdot 10^{-3} \text{ și } TC2 = \beta = 6,67 \cdot 10^{-6}$$

Realizați aceleași analize și comparați cu rezultatele obținute cu termorezistența Pt100.

### 5.3. Modelarea unui potențiomtru

În această secțiune vom exersa realizarea și simularea unui potențiomtru prin modelarea sa ca subcircuit.

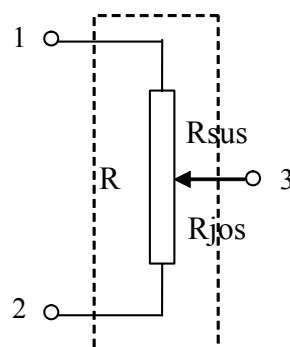
După cum s-a arătat, modelele componentelor PSpice se găsesc în bibliotecile de modele, care sunt fișiere text cu extensia .LIB. Ele pot fi create fie cu instrucțiunea .MODEL (v. la § 3.5.5.1), fie cu ajutorul setului de instrucțiuni .SUBCKT și .ENDS (v. § 3.5.5.2). În subcapitolul 5.2 am văzut cum se editează un model cu ajutorul editorului de modele care însoțește simulatorul PSpice A/D din pachetul Orcad.

Așa cum se arată în figura 5.19, în principiu, potențiomtrul este un divizor de tensiune rezistiv care prezintă 3 borne: două capete și un cursor. Rezistența măsurată pe capete este constantă, în timp ce rezistența dintre cursor și unul din capete este variabilă cu poziția cursorului.

În măsurări, potențiomtrul poate fi utilizat ca senzor de deplasare rezistiv, dat fiind că un parametru electric, rezistența, depinde de deplasarea cursorului. Se mai utilizează de asemenea în cadrul circuitelor de condiționare a semnalelor primite de la senzori capacitivi, inductivi, etc.

#### Scopul lucrării

Ne propunem să realizăm modelul unui potențiomtru pornind de la schema sa electrică echivalentă, să-l includem într-o bibliotecă de modele personală și să-l utilizăm apoi într-un program de simulare simplu.





**Figura 5.19**  
Schema unui potențiomtru

#### Realizarea modelului

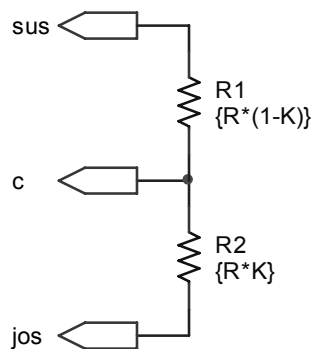
1. Creați un nou proiect pe care-l denumiți *Potențiomtru*, într-un nou folder.
2. Desenați schema din figura 5.20. Aceasta este schema echivalentă a potențiomtrului.



În schemă,  $R_1 = R \cdot (1-K)$ , iar  $R_2 = \{R \cdot K\}$ , unde  $R$  este valoarea potențiomtrului, iar  $K$  este poziția cursorului ( $0 \leq K \leq 1$ ).  $R$  și  $K$  sunt parametrii subcircuitului.

Simbolurile  reprezintă porturi ierarhice (*hierarchical port*) plasate pe schemă cu butonul . Aceste porturi se găsesc în biblioteca CAPSYM.OLB.

Redenumiți porturile cu referințele din schemă (*sus*, *c*, *jos*).



**Figura 5.20.** Schema PSpice a modelului potențiometrului

3. În fereastra de management a proiectului, selectați subfolderul *Potentiometru.dsn*.
4. În meniul *Tools*, selectați *Create netlist*.
5. În fereastra deschisă, selectați meniul *PSpice*, apoi bifați *Create SubCircuit Format Netlist*. Această comandă ne va crea automat programul PSpice pentru subcircuitul *Potențiometru*.
6. Apăsăți *OK*.
7. În fereastra de management a proiectului observați crearea fișierului bibliotecă *Potentiometru-schematic1.lib*.

### **Includerea modelului în bibliotecă**

Vom include acum modelul potențiometrului într-o bibliotecă de modele proprie pe care o vom denumi *Mylib.lib*.

1. În mediul *Capture*, din meniul *File* selectați *New – PSpice Library*. Se va deschide editorul de modele.
2. În meniul *Model* selectați *Import*, iar în fereastra deschisă bifați în câmpul *Files of type – All Files (\*.\*)*, după care selectați fișierul bibliotecă *Potentiometru-schematic1.lib*.
3. Apăsăți *Open*.
4. În biblioteca de modele a fost inserat modelul potențiometrului. Modificați denumirea subcircuitului din *schematic1* în *Potentiometru* și adăugați la sfârșitul instrucțiunii *.SUBCKT* textul *PARAMS: R=1k K=0.5*, ca în figura 5.21.

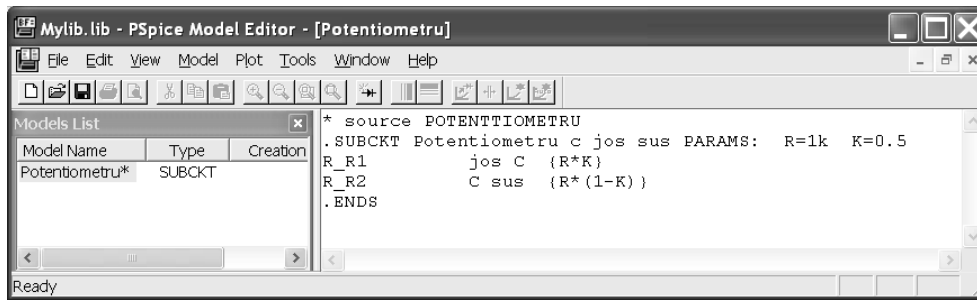


Figura 5.21. Modelul subcircuitului *Potentiometru*

5. In meniul *Tools* selectați *Options* unde bifați *Always Create Part when Saving Model*.
6. Apăsați *OK*.
7. In meniul *File* selectați *Save as*, unde specificați numele fișierului de modele personal *Mylib.lib*, după care apăsați *Save*.
8. Închideți editorul de modele.
9. Vizualizați fișierul *Mylib.lib* cu *Notepad*.

### Realizarea simbolului

1. In meniul *File – Open – Library* selectați biblioteca *Mylib.olb*.
2. Din fereastra de management a proiectului, în subfolderul *Library\mylib.olb* faceți dublu-click pe *Potentiometru*. Se va deschide editorul de simboluri.

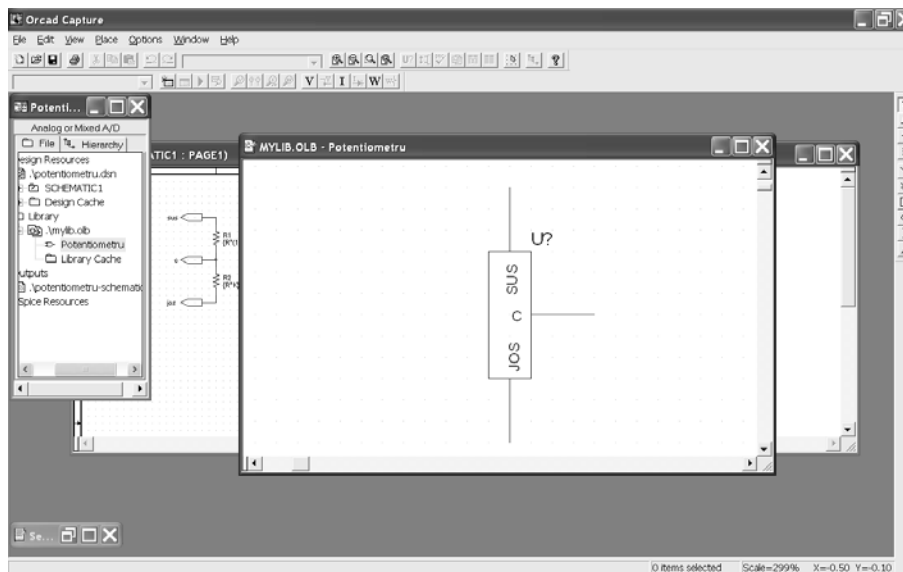


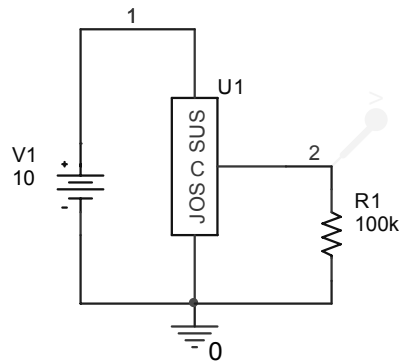
Figura 5.22. Fereastra de editare a simbolului

3. Editați modelul astfel încât acesta să apară aproximativ ca în figura 5.22.
4. În fereastra *Options* selectați *Part Properties*. În fereastra deschisă schimbați *Pin Number Visible* în *False*. Modificați și alți parametri din fereastră și observați efectul.
5. Apăsați *OK*.
6. Închideți editorul de modele.
7. Ieșiți din proiectul *Potentiometru*.

### Testarea modelului

Vom realiza un circuit simplu în care vom include modelul potențiometrului.

1. Creați într-un nou folder un nou proiect denumit *Testare potentiometru*.
2. Desenați în *Capture* schema din figura 5.23. Pentru includerea potențiometrului în schemă, adăugați cu ajutorul butonului *Add Library*, în fereastra de plasare a componentelor, biblioteca *Mylib*.



**Figura 5.23.** Schema de testare a modelului potențiometrului

3. Creați netlistul circuitului și vizualizați-l. Observați modul de apelare a potențiometrului în netlist cu ajutorul instrucțiunii X (§ 3.4.4).

```
* source TESTARE POTENTIOMETRU
X_U1 2 0 1 POTENTIOMETRU PARAMS: R=1K K={k}
V_V1 1 0 10
R_R1 0 2 {r}
.PARAM k=0.5 r=1k
```

4. Creați un profil de simulare pentru o analiză de curent continuu (*DC Sweep*) în care sursa V1 variază între 0 și 10 V cu pas de 0.1 V.
5. Vom include biblioteca *Mylib.lib* în profilul de simulare. În aceeași fereastră de simulare, selectați tabul *Libraries*.
6. Apăsați butonul *Browse* și găsiți biblioteca *Mylib.lib* în folderul în care ați salvat-o.

7. Adăugați biblioteca *Mylib.lib* în programul de simulare prin apăsarea butonului *Add to Design*.
8. Apăsați *OK* și rulați simularea.
9. Vizualizați în *Probe* tensiunea de pe cursorul potențiometrului (tensiunea de pe rezistența  $R_1$ ), prin plasarea unui marker de tensiune în pinul 2, sau, în fereastra *Probe*, selectați *Add Trace – V(2)*.
10. Creați un parametru global,  $k$ , pe care-l atribuiți valorii parametrului  $K$  al potențiometrului (în fereastra de editare a parametrilor potențiometrului, în locul valorii 0.5 a parametrului  $K$ , scrieți  $\{k\}$ ).
11. Realizați o analiză parametrică pentru analiza *DC Sweep* de mai sus pentru următoarele valori ale poziției cursorului:  $K = 0.1; 0.3; 0.5; 0.7; 0.9$ .
12. Vizualizați familiile de caracteristici  $V(2)$  pentru toate valorile lui  $K$ .
13. Identificați caracteristicile pentru fiecare valoare a lui  $K$ .
14. Considerăm potențiometrul ca un senzor de deplasare unghiulară, în care poziția  $K$  a cursorului reprezintă distanța relativă față de unul din capete. Dacă rezistența totală  $R$  corespunde unei deplasări unghiulare a cursorului de  $300^\circ$ , reprezentați variația tensiunii de ieșire,  $V(2)$ , în funcție de deplasare cursorului pentru diverse valori ale rezistenței de sarcină  $R_1$ , de exemplu  $R_1 = 1\text{ k}\Omega, 2\text{ k}\Omega, 5\text{ k}\Omega$  (figura 5.24).

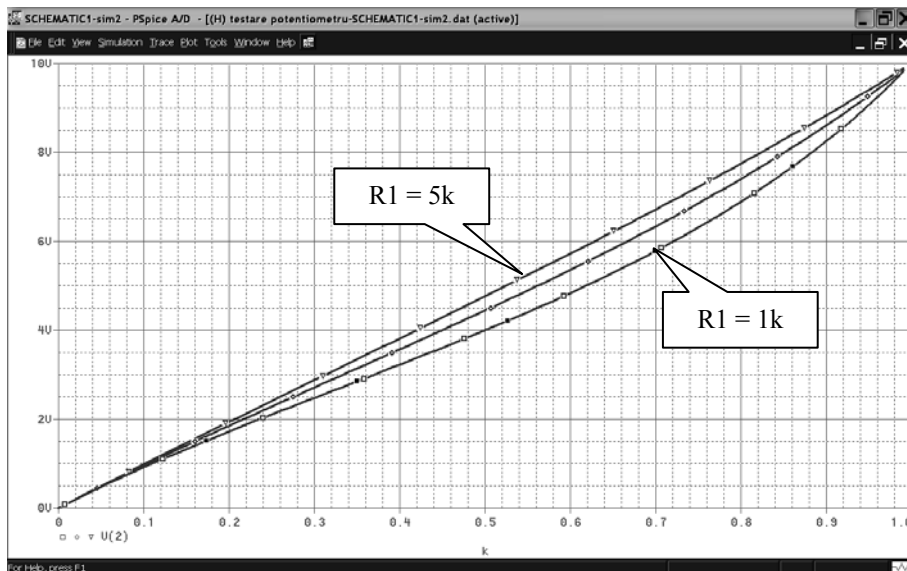


Figura 5.24

15. Determinați sensibilitățile și erorile de liniaritate ale celor 3 curbe.
16. Explicați neliniaritatea curbilor.



## 5.4. Simularea surselor independente de regim tranzitoriu

### Scopul lucrării

In această secțiune vom exersa construirea unor tipuri de semnale pe baza specificațiilor de regim tranzitoriu ale surselor independente. Pentru efectuarea simulării, vom utiliza analiza de regim tranzitoriu.

#### 5.4.1. Surse de tip PULSE

1. Studiați modul de definire a surselor independente de regim tranzitoriu de la § 3.4.2.
2. Creați un nou proiect și desenați schema de test din figura 5.25. V1 este o sursă de tip VPULSE din biblioteca SOURCE.
3. Completați specificațiile de regim tranzitoriu pentru sursa de tip VPULSE care să genereze semnalul din figura 5.26. Semnalul conține o întârziere (TD) de 1 ms, timpul de creștere (TR) de 0,2 ms, timpul de cădere (TF) de 0,3 ms, lățimea pulsului (PW) de 0,5 ms, iar perioada (PER) de 1,5 ms.

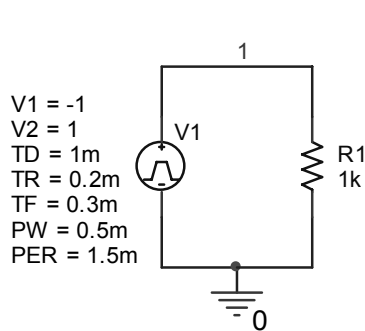


Figura 5.25

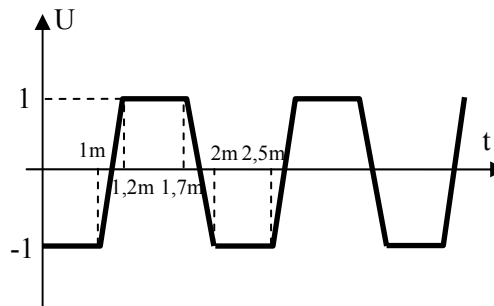



Figura 5.26

1. Creați un nou profil de simulare.
2. Studiați la § 3.5.1.4 modul de definire a analizei de regim tranzitoriu.
3. In *Analysis Type* selectați *Time Domain (Transient)*.  
 Ne propunem să vizualizăm 4 perioade complete ale semnalului. Timpul total pe care vom face analiza, inclusiv timpul de întârziere, va fi deci de 7 ms.
4. In câmpul *Run to time* scrieți valoarea timpului final până la care se va face analiza, 7ms.
5. In câmpul *Start saving data after* scrieți 0.
6. In câmpul *Maximum step size* scrieți 1u (1 μs).
7. Apăsați butonul *OK*.
8. Rulați analiza și vizualizați tensiunea din nodul 1.

9. Confrunțați rezultatul obținut cu forma propusă în figura 5.26.  
 10. După aceeași metodă, simulați semnalele din figura 5.27.

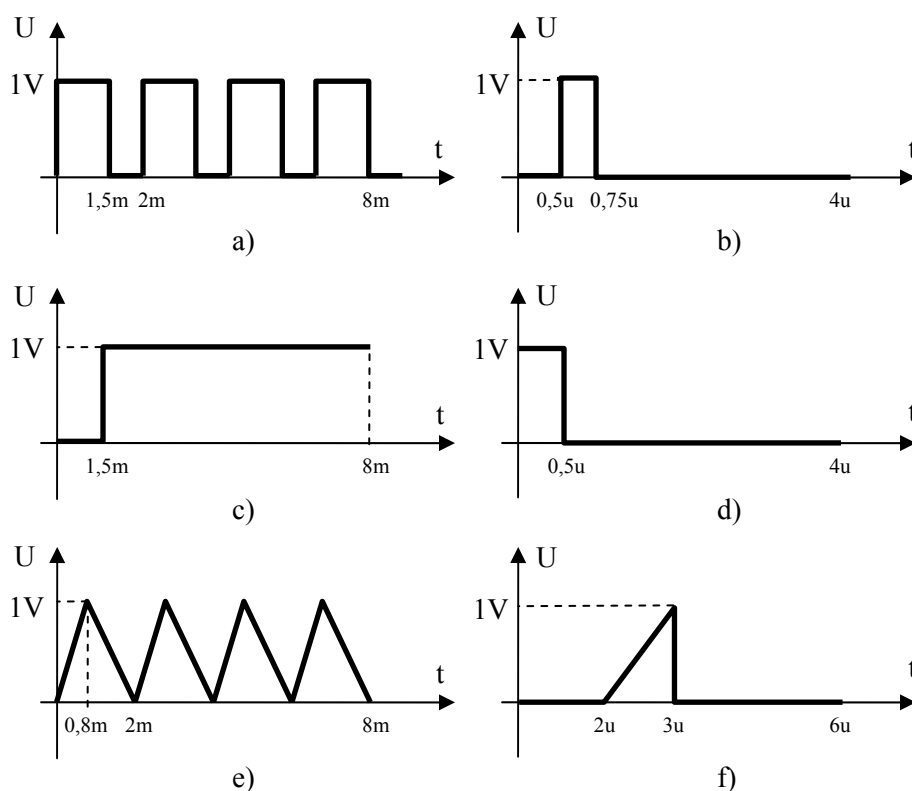


Figura 5.27

#### 5.4.2. Surse de tip sinusoidal

1. Reprezentați grafic în *Probe* un semnal sinusoidal cu amplitudinea de  $3V$ , componenta continuă de  $1V$ , frecvența de  $1kHz$ , întârzierea de  $1ms$  și coeficient de amortizare  $0$ , pe parcursul a  $6$  perioade. Lăsați inițial necompletat câmpul *Maximum step size* din profilul de simulare a analizei tranzitorii. Observați în *Probe* forma sinusoidelor.



Analiza de regim tranzitoriu începe întotdeauna de la momentul  $t = 0$ . Pasul de simulare este stabilit automat de către simulator în funcție de convergența soluțiilor sistemului de ecuații diferențiale. În cazul în care nu se specifică valoarea maximă a pasului de simulare, deoarece în cazul semnalului sinusoidal convergența este foarte rapidă, pasul va fi mare. De aceea, în acest caz, sinusoida apare formată din linii frânte.

2. Completați acum câmpul *Maximum step size* cu valoarea 1  $\mu$ s. Observați în *Probe* îmbunătățirea formei sinusoidei.
3. Studiați influența factorului de amortizare asupra semnalului.

#### 5.4.3. Surse de tip exponențial

1. Reprezentați grafic în *Probe* un semnal exponențial de amplitudine 2 V, TD1 = 1 ms, TC1 = 0,001, TD2 = 3 ms, TC2 = 5E-4, pe parcursul a 7 ms.
2. Modificați valorile coeficienților de amortizare și observați efectul.

#### 5.4.4. Surse de tip PWL

1. Simulați cu ajutorul unei surse de tip PWL un semnal care să treacă prin punctele: (1 ms; 0,5 V), (1,5 ms; 1,5 V), (3 ms; 2 V), (5 ms; 0,3 V), (5,5 ms; -1 V), pe parcursul a 6 ms.
2. Observați valoarea sursei pentru  $t = 0$  și pentru  $t = 6$  ms.

#### 5.4.5. Surse de tip SFFM

1. Reprezentați grafic în *Probe* un semnal modulat în frecvență cu amplitudinea de 1 V și frecvența de 1 kHz, având purtătoarea de 20 kHz și indicele de modulație 10, pe parcursul a 3 ms.
2. Studiați influența indicelui de modulație asupra formei semnalului.

### 5.5. Simularea surselor comandate

Sursele comandate servesc pentru modelarea comportării unor dispozitive pornind de la relația matematică dintre intrare și ieșire. Cu alte cuvinte, cu aceste surse se poate modela matematic un segment de circuit fără a fi nevoie să se construiască acest segment componentă cu componentă.

#### Scopul lucrării

In continuare vom exersa utilizarea câtorva surse comandate de tip E, cu observația că aceleași exerciții sunt valabile și pentru celelalte tipuri de surse comandate, F, G și H, ele având moduri de descriere asemănătoare. De aceea în continuare referirile le vom face numai la surse de tip E.

Sursele comandate se găsesc în bibliotecile ANALOG (sursele de tip E și EPOLY) și ABM (sursele care se referă la modelarea comportării analogice).

### 5.5.1. Sursa comandată de tip E

Aceasta este o sursă comandată simplă, care are drept parametru variabil câștigul sursei (*gain*). Mărimea de ieșire este egală cu mărimea de intrare înmulțită cu câștigul, conform relației:

$$U_e = gain \cdot U_i \quad (5.8)$$

1. Studiați modul de definire în PSPICE a surselor comandate, la § 3.4.2.3.
2. Deschideți un nou proiect.
3. Desenați schema de simulare a surselor comandate. Sursa E o găsiți în biblioteca ANALOG.

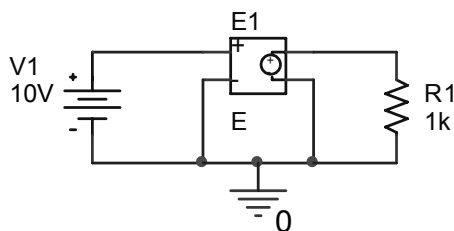


Figura 5.28. Schema de simulare a surselor comandate

4. Deschideți fereastra de editare a proprietăților sursei E. În câmpul *GAIN* scrieți valoarea 4.
5. Realizați o analiză de curent continuu prin baleierea sursei V1 între 0 și 10 V cu pasul de 0,1 V.
6. Vizualizați tensiunea de pe rezistența R1 ca tensiune de ieșire din sursa comandată. Verificați valabilitatea relației 5.8.

### 5.5.2. Sursa comandată de tip EPOLY

Această sursă furnizează la ieșire o tensiune cu variație polinomială față de tensiunea de intrare, după relația:

$$U_e = C1 \cdot U_i + C2 \cdot U_i^2 + C3 \cdot U_i^3 + \dots \quad (5.9)$$

În relația de mai sus, se observă că termenul liber,  $C0 = 0$ .

Coeficienții  $C1, C2, \dots$  sunt coeficienții polinomiali, care se scriu în ordine, separați printr-un spațiu, în câmpul *COEFF* din fereastra de editare a proprietăților sursei.

1. În proiectul anterior, înlocuiți sursa E cu o sursă EPOLY pe care o luați tot din biblioteca ANALOG.

2. Deschideți fereastra de editare a proprietăților sursei EPOLY. Scrieți valoarea coeficienților în câmpul *COEFF* a ferestrei astfel încât mărimea de ieșire să fie pătratul mărimii de intrare.
3. Reluați aceeași analiză de curent continuu. Observați evoluția tensiunii de ieșire și verificați relația 5.9.

### 5.5.3. Sursa comandată ABM de tip expresie

Sursele ABM (Analog Behavioral Modeling) permit modelarea componentelor utilizând expresii matematice generale, sub forma funcțiilor de transfer sau sub formă de tabele.

Sursa de tip expresie este denumită EVALUE și se găsește în biblioteca ABM.

1. Studiați modelarea ABM de tip expresie de la § 3.4.2.4.
2. Înlocuiți sursa EPOLY cu o sursă EVALUE pe care o luați din biblioteca ABM. Dacă această bibliotecă nu se găsește în lista bibliotecilor din meniul de plasare, adăugați-o utilizând butonul *Add Library*.
3. Adăugați schemei două surse, V1 și V2 împreună cu nodurile 1 și 2, ca în figura 5.29.

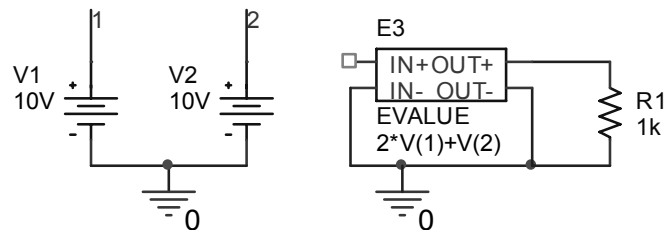


Figura 5.29

4. Deschideți fereastra de editare a proprietăților sursei EVALUE. Scrieți expresia:

$$2 * V(1) + V(2) \quad (5.10)$$

în câmpul *EXPR* a ferestrei. Definirea expresiei se poate face de asemenea prin realizarea unui dublu-click pe *V(%IN+, %IN-)* și scrierea expresiei 5.10 în fereastra deschisă.

5. Rulați analiza de curent continuu cu variația sursei V1 între 0 și 10 V, iar sursa V2 = 10 V. Observați evoluția tensiunii de ieșire și verificați relația 5.10.



Expresia poate conține orice combinație de tensiuni și/sau curenți din circuit, legate între ele prin operatorii și funcțiile din Tabelul 3.12. De asemenea, expresia poate conține timpul (TIME).

### 5.5.4. Sursa comandată ABM de tip tabelar

Sursa de tip tabelar este denumită ETABLE și se găsește în biblioteca ABM.

1. Studiați modelarea ABM de tip tabelar de la § 3.4.2.4.
2. În proiectul anterior, înlocuiți sursa EVALUE cu o sursă ETABLE, pe care o luați din biblioteca ABM.
3. Deschideți fereastra de editare a proprietăților sursei ETABLE. În câmpul *EXPR* scrieți expresia  $2*V(1)$ .
4. În câmpul *TABLE* scrieți perechile: (10,1) (20,4) (25,5) obținute din tabelul 5.2.

**Tabelul 5.2**

Expresie $2*V(1)$	Ieșire
10	1
20	4
25	5

Cele două specificații de parametri de la punctele 3 și 4 se interpretează în modul următor: pentru valoarea  $2*V(1) = 10$  V, ieșirea sursei va fi 1 V, pentru valoarea  $2*V(1) = 20$  V, ieșirea sursei va fi 4 V, iar pentru valoarea  $2*V(1) = 25$  V, ieșirea sursei va fi 5V,

5. Rulați analiza de curent continuu cu  $V1$  variind între 0 și 10 V și vizualizați ieșirea. Constatăm că pentru ultima pereche din tabel, sursa nu oferă ieșire deoarece pentru nici o valoare a lui  $V1$  expresia  $2*V(1)$  nu devine 25 V.



Ca și în cazul surselor comandate de tip expresie, expresia din câmpul *EXPR* poate conține orice combinație de tensiuni și/sau curenți din circuit, legate între ele prin operatorii și funcțiile din Tabelul 3.12. De asemenea, expresia poate conține timpul (TIME).

### 5.5.5. Sursa comandată ABM sub forma transformatei Laplace

Sursa comandată care se modelează sub forma transformatei Laplace se găsește în biblioteca ABM sub numele ELAPLACE.

1. Studiați modelarea ABM de tip transformata Laplace de la § 3.4.2.4.
2. Într-un proiect nou, desenați schema din figura 5.30. Sursa ELAPLACE o luați din biblioteca ABM.
3. Deschideți fereastra de editare a proprietăților sursei ELAPLACE. În câmpul *EXPR* scrieți expresia  $V(1)$ .

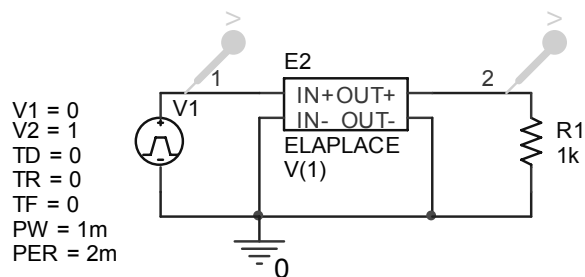


Figura 5.30

4. In câmpul *XFORM* scrieți expresia funcției de transfer a unui sistem de ordinul 1.

$$H(s) = \frac{1}{1 + 0,0004s}$$



In câmpul *XFORM* veți scrie doar expresia:  $1/(1+0.0004*s)$ .

5. Setăți parametrii sursei de regim tranzitoriu V1 de tip PULSE astfel încât să obțineți un semnal de excitație ca în figura 5.31.

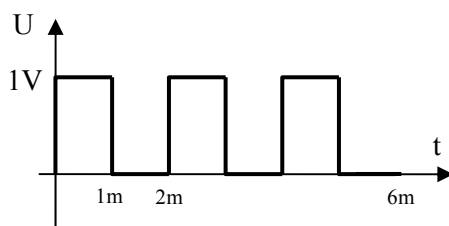


Figura 5.31

6. Rulați o analiză tranzitorie pe 3 perioade ale semnalului de mai sus.
7. Trasați concomitent semnalele de intrare V(1) și de ieșire V(2).
8. Măsurați constanta de timp a sistemului și confrunțați cu valoarea acesteia din expresia funcției de transfer.



La sistemele de ordinul 1, expresia generală a funcției de transfer este:

$$H(s) = \frac{A}{1 + \tau s} \quad (5.11)$$

unde constanta de timp  $\tau$  este timpul după care ieșirea sistemului ajunge la valoarea 0,632 din valoarea de regim permanent, când sistemul este excitat cu un semnal treaptă.

### 5.5.6. Sursa comandată ABM sub forma răspunsului la frecvență

Sursa comandată care se modelează sub forma răspunsului la frecvență se găsește în biblioteca ABM sub numele EFREQ. Aceste surse permit modelarea sistemelor cărora li se cunosc caracteristicile de frecvență (amplitudine – frecvență și fază - frecvență). Furnizarea acestor caracteristici se face sub forma unor triplete de tipul (frecvență, amplitudine, fază).

Trasarea caracteristicilor de frecvență în PSPICE se face cu ajutorul analizei în frecvență .AC.

1. Studiați modelarea ABM sub forma răspunsului la frecvență de la § 3.4.2.4.
2. În proiectul anterior, înlocuiți sursa E2 cu o sursă de tipul EFREQ din biblioteca ABM.
3. Înlocuiți sursa V1 cu o sursă de tip VAC din biblioteca SOURCE. Sursa VAC este o sursă independentă specială, care se utilizează numai pentru analizele în frecvență.
4. Deschideți fereastra de editare a proprietăților sursei EFREQ. În câmpul *EXPR* scrieți expresia V(1).
5. În câmpul *TABLE* scrieți următoarele triplete: (1,0,0) (1k,-10,5) (100k,-20,45) (1meg, -40,90), care corespund caracteristicilor amplitudine-frecvență și fază-frecvență conform tabelului de mai jos:

**Tabelul 5.3**

Frecvență	Amplitudine [dB]	Fază [grade]
1 Hz	0	0
1 kHz	-10	5
100 kHz	-20	45
1 MHz	-40	90



Ne propunem să realizăm o analiză în frecvență (.AC) între 1 Hz și 10 MHz, cu baleiere logaritmice decadică, cu 100 puncte/decadă. Vom considera ca mărime de ieșire V(2), iar ca mărime de intrare V(1).

6. Studiați definirea analizei în frecvență .AC la § 3.5.1.3.
7. Creați un profil de simulare nou.
8. În *Analysis Type* selectați *AC Sweep/Noise*.
9. În câmpul *AC Sweep Type* selectați *Logarithmic*, Start Frequency = 1, End Frequency = 20meg, Points/Decade = 100.



10. Apăsați butonul *OK*.
11. Rulați analiza.
12. Vizualizați tensiunea din nodul 2, exprimată în dB. Pentru aceasta, în *Probe* selectați meniul *Trace - Add Trace*, iar în *Trace Expression* scrieți  $V_{db}(2)$ .
13. Vizualizați faza tensiunii din nodul 2. Adăugați o nouă axă y prin apăsarea pe meniul *Plot - Add Y Axis*.
14. Selectați meniul *Trace - Add Trace*, iar în *Trace Expression* scrieți  $V_p(2)$ .
15. Măsurați cu cursorul valorile tensiunii în dB și a fazei pe cele două caracteristici, corespunzătoare tabelului 5.3.



In biblioteca ABM se găsesc surse comandate care modelează direct unele funcții matematice cum ar fi: ESUM (suma), DIFF (diferența), EMULT (produsul), DIFFER (diferențiala), INTEG (integrala), precum și calculul unor funcții trigonometrice, exponențiale, logaritmice, putere, etc.

### 5.5.7. Simularea unui semnal modulat în amplitudine utilizând surse comandate

Un semnal modulat în amplitudine este dat de următoarea relație matematică:

$$u(t) = V_p(1 + m \sin 2\pi f_M t) \sin 2\pi f_p t \quad (5.12)$$

In relația de mai sus,  $f_M$  este frecvența modulatorie,  $f_p$  este frecvența purtătoare, iar  $m$  este indicele de modulație. Pentru modelarea acestui semnal utilizând surse comandate vom construi inițial cele două surse sinusoidale, modulatorie și purtătoare, după care vom realiza factorul  $1 + m \sin 2\pi f_M t$ , pe care în final îl vom înmulți cu semnalul purtător.

1. Reprezentați grafic un semnal modulat în amplitudine cu frecvența purtătoare  $f_p = 20$  kHz, frecvența modulatorie  $f_M = 1$  kHz, indicele de modulație  $m = 0,3$ , iar amplitudinea  $V_p = 2$ .
2. Plasați pe schemă sursele care furnizează semnalele:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= V_p \sin 2\pi f_p t \\ u_2(t) &= m \cdot \sin 2\pi f_M t \end{aligned}$$

3. Construiți, utilizând un sumator, semnalul:

$$u_3(t) = 1 + u_2(t)$$

4. Construiți, utilizând un multiplicator (sursă EPOLY sau sursă EMULT), semnalul:

$$u(t) = u_1(t) \cdot u_3(t)$$

5. Vizualizați semnalul  $u(t)$  în *Probe* (figura 5.32).
6. Urmăriți modificarea formei semnalului la variația indicelui de modulație  $m$ .

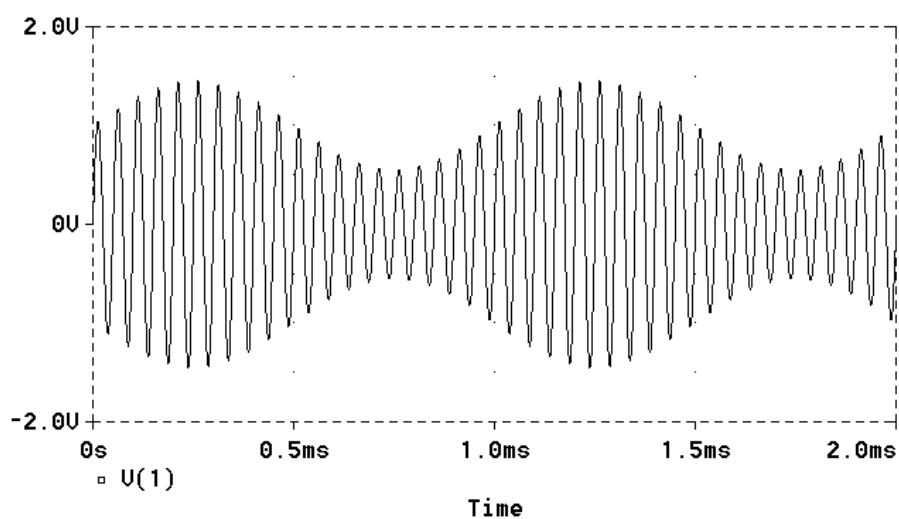


Figura 5.32. Semnal modulată în amplitudine

### 5.5.8. Simularea unui semnal eșantionat utilizând surse comandate

Un semnal eșantionat poate fi modelat prin produsul dintre semnalul analogic de eșantionat și un semnal sub formă de impulsuri cu amplitudinea 1 și frecvența egală cu frecvența de eșantionare.

Reprezentați un semnal sinusoidal cu amplitudinea de 2 V și frecvența de 1 kHz, eșantionat cu frecvența de 20 kHz (figura 5.33).

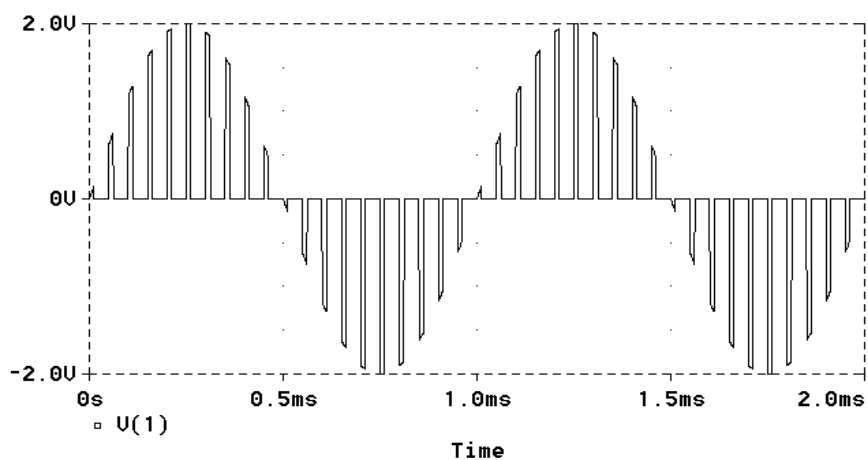


Figura 5.33. Semnal eșantionat

## 5.6. Studiul circuitelor RLC

### Scopul lucrării

În această aplicație vom învăța să utilizăm comenzile ce privesc analize în frecvență aplicate unor circuite ce comportă elemente reactive (bobine și condensatoare).

Vom considera inițial un circuit serie RLC, căruia îi vom studia comportarea în frecvență și în regim tranzitoriu, atunci când este excitat cu diverse forme de undă.

Circuitul are schema din figura 5.34. Vom considera drept mărime de intrare tensiunea furnizată de sursa V1, iar ca mărime de ieșire tensiunea de la bornele condensatorului (tensiunea V(3)).

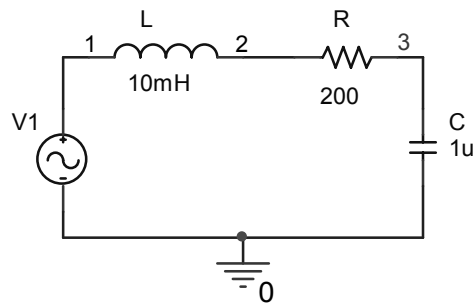


Figura 5.34. Circuit RLC

### 5.6.1. Analiza circuitului în frecvență

Funcția de transfer a circuitului sub formă Laplace este:

$$H(s) = \frac{V(3)}{V(1)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (5.13)$$

Pentru analiza în frecvență, vom înlocui variabila Laplace  $s$  din funcția de transfer cu  $j\omega$ :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - LC\omega^2 + jRC\omega} \quad (5.14)$$

Utilizând variabila normalată  $\alpha = \frac{\omega}{\omega_0}$  cu  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  și  $\xi = \frac{R}{2\omega_0 L}$ , funcția de transfer devine:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - \alpha^2 + 2j\xi\alpha} \quad (5.15)$$

unde  $\alpha_0$  este frecvența de rezonanță a circuitului.

La rezonanță, circuitul se comportă pur rezistiv, deoarece reactanța inductivă este compensată de cea capacitivă, iar impedanța totală  $Z = R$ . Aceasta înseamnă că tensiunea de pe condensator va avea la rezonanță doar componenta activă.

### Trasarea caracteristicilor de frecvență

1. Desenați circuitul din figura 5.34. Pentru analiza în frecvență, utilizați pentru V1 o sursă de tip VAC din biblioteca SOURCE.
2. Pentru următoarele valori ale componentelor:  $L = 10 \text{ mH}$ ,  $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $R = 50 \text{ }\Omega$ ,  $100 \text{ }\Omega$  și  $150 \text{ }\Omega$ . calculați frecvența de rezonanță și factorul de calitate al circuitului, cu relațiile:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \quad Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.16)$$

3. Rulați o analiză în frecvență de tip .AC după modelul de la § 5.5.6 prin baleierea decadică a frecvenței sursei de alimentare între 100 Hz și 10 kHz pentru cele trei valori ale rezistenței:  $R = 50$ ,  $100$  și  $150 \text{ }\Omega$ .
4. Vizualizați în *Probe* caracteristica de amplitudine, în valori absolute și în dB ( $V_{db(3)} - V_{db(1)}$ ) și caracteristica de fază (figurile 5.35 și 5.36).

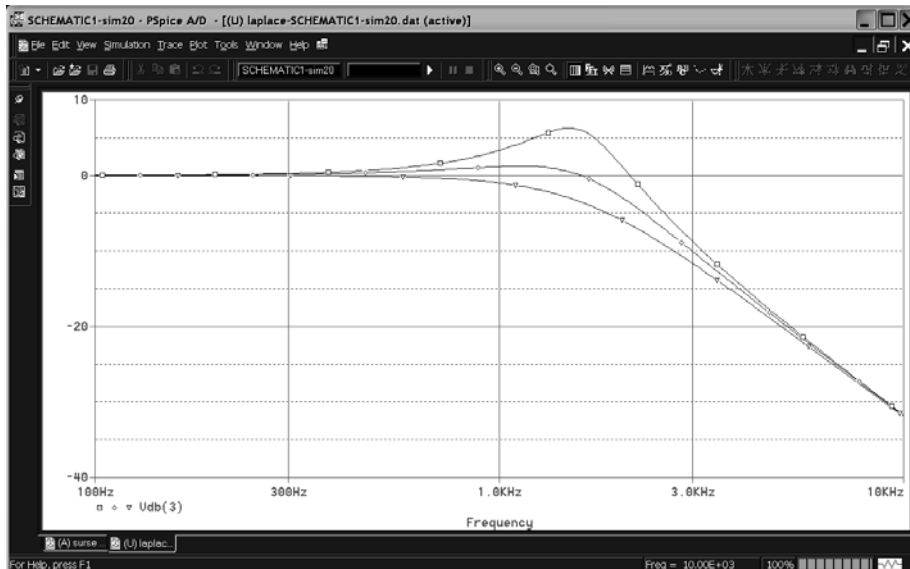
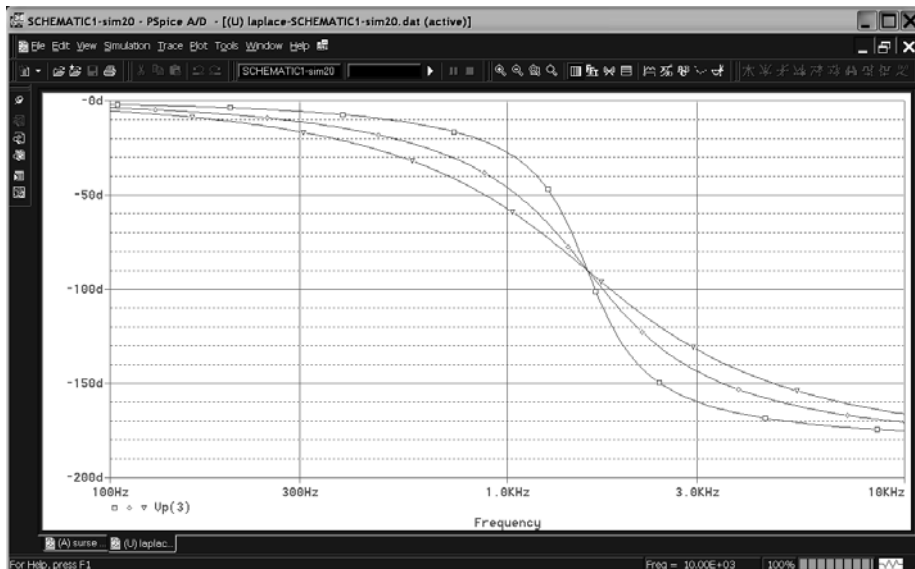


Figura 5.35. Caracteristica amplitudine – frecvență (în dB)



**Figura 5.36.** Caracteristica fază – frecvență

5. Măsurăți cu ajutorul cursorului frecvența de rezonanță, care este corespunzătoare maximului caracteristici de amplitudine, și comparați cu rezultatul de la punctul 2.
6. Observați care este valoarea fazei la frecvența de rezonanță.

### ***Trasarea caracteristicilor impedanței circuitului***

Impedanța circuitului este dată de expresia:

$$Z = \frac{V(1)}{I(R)} = \frac{VR(1) + jVI(1)}{IR(R) + jII(R)} = \text{Re}(Z) + j \text{Im}(Z) \quad (5.17)$$

unde părțile reală și imaginară ale lui  $Z$  sunt:

$$\begin{aligned} \text{Re}(Z) &= \frac{VR(1) \cdot IR(R) + VI(1) \cdot II(R)}{I(R)I(R)} \\ \text{Im}(Z) &= \frac{VI(1) \cdot IR(R) - VR(1) \cdot II(R)}{I(R)I(R)} \end{aligned} \quad (5.18)$$

1. Realizați macrouri pentru  $Z$ ,  $\text{Re}(Z)$  și  $\text{Im}(Z)$  și reprezentați-le grafic în Probe, pentru  $R = 100 \Omega$  (figura 5.37).  
Observați minimul modulului lui  $Z$  și anularea părții imaginare a impedanței la rezonanță. Măsurăți cu cursorul minimul lui  $Z$  (care trebuie să fie  $R$ ) și cel al lui  $\text{Im}(Z)$  (care trebuie să fie 0).

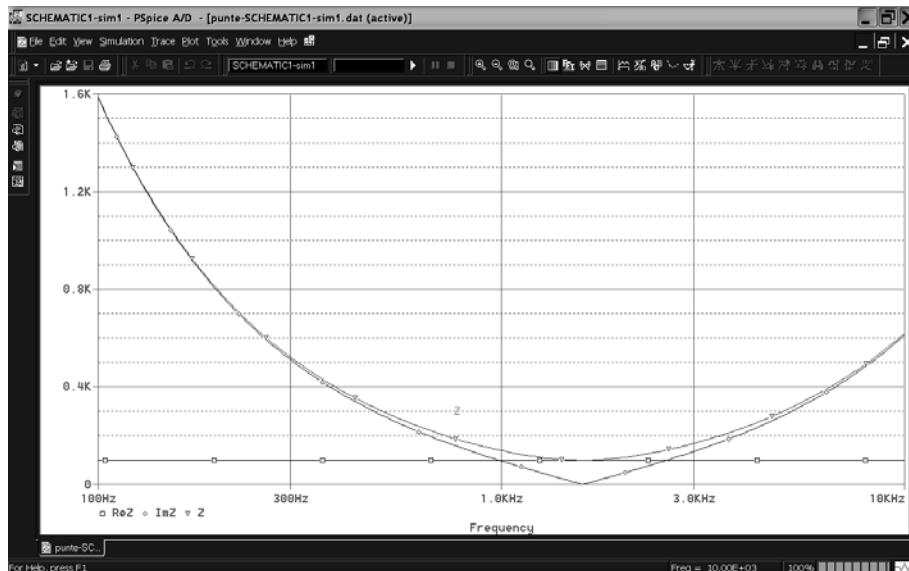


Figura 5.37. Reprezentarea lui  $Z$ ,  $\text{Re}(Z)$  și  $\text{Im}(Z)$  în funcție de frecvență

2. Reprezentați defazajul dintre curent și tensiunea de intrare prin  $\text{IP}(R)$  și observați variația acestuia la rezonanță.

### 5.6.2. Regimul tranzitoriu

Pentru a studia regimul tranzitoriu al circuitului serie RLC, vom aplica la intrare un semnal treaptă cu ajutorul unei surse de tip PULSE, de forma:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } t \leq 0 \\ E & \text{pentru } t > 0 \end{cases} \quad (5.19)$$

Ecuția diferențială ce descrie circuitul în domeniul timp este:

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = u(t) \quad \text{unde } i = \frac{dq}{dt} \quad (5.20)$$

Înlocuind pe  $i$ , se obține o ecuație diferențială de ordinul II, liniară și cu coeficienți constanți, care în formă normalizată are expresia:

$$\frac{d^2 y}{d\tau^2} + 2\alpha_0 \frac{dy}{d\tau} + y = k \quad (5.21)$$

$$\text{unde: } y = \frac{q}{q_0}; \quad \alpha_0 = \frac{R}{2\omega_r L}; \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \tau = \omega_r t; \quad k = \frac{E}{U_0}; \quad U_0 = \frac{q}{C} \quad (5.22)$$

Soluția acestei ecuații este:

$$y = k - k \frac{e^{-\alpha_0 \tau}}{\sqrt{1 - \alpha_0^2}} \sin\left(\omega_r \sqrt{1 - \alpha_0^2} \tau + \theta\right) \quad (5.23)$$

Se disting trei situații, determinate de valoarea factorului de amortizare,  $\alpha_0$ :

- $\alpha_0 < 1$  , adică  $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$  regim periodic amortizat;
  - $\alpha_0 = 1$  , adică  $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$  regim aperiodic critic;
  - $\alpha_0 > 1$  , adică  $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$  regim aperiodic.
3. Înlocuiți sursa V1 cu o sursă de regim tranzitoriu de tip PULSE, căreia îi precizați parametri astfel încât să obținerii semnalul treaptă de amplitudine 1V, începând cu  $t = 0$ .
  4. Calculați valoarea critică a lui R astfel încât să obțineți cele 3 regimuri.
  5. Rulați o analiză de tranzitorie între 0 și 1,5 ms cu pas de 1  $\mu$ s și o analiză parametrică pentru R luând câte o valoare în fiecare din cele 3 regimuri.
  6. Vizualizați ieșirea V(3) și identificați cele 3 regimuri (fig. 5.38).

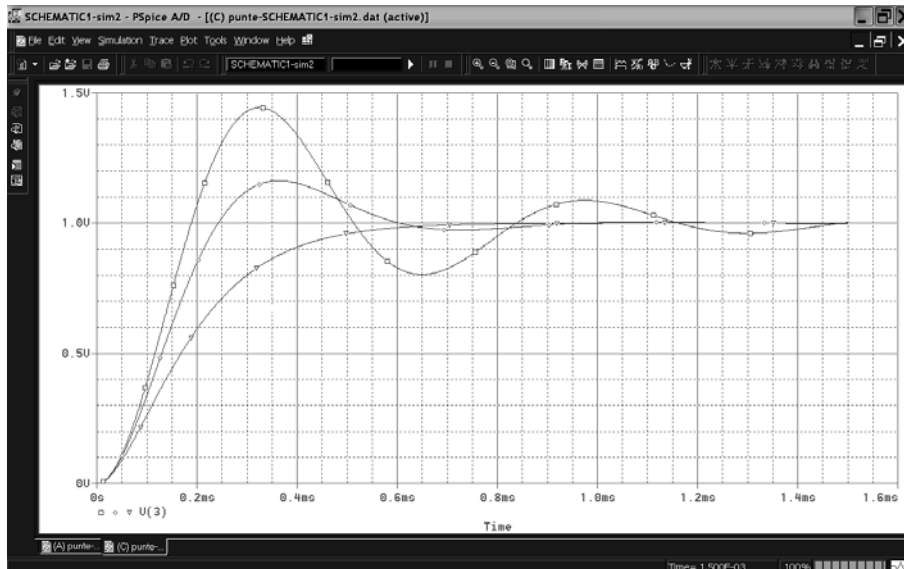


Figure 5.38. Răspunsul la semnal treaptă al circuitul RLC

7. Măsurăți timpii de răspuns în cele 3 regimuri, adică timpii după care ieșirea se stabilizează la valoarea de regim permanent cu o eroare mai mică de 5 %.

Faceți o comparație între cei trei timpi de răspuns, observând că în regimul aperiodic critic, acest timp este cel mai scurt.

- Excitați circuitul cu un semnal dreptunghiular periodic și vizualizați ieșirea. Ce veți obține dacă semnalul este triunghiular? Încercați.

### 5.6.3. Descărcarea condensatorului prin bobină

- Eliminați sursa V1 din circuit.
- Adăugați din biblioteca SPECIAL o specificație de condiții inițiale de tip IC1, cu ajutorul căreia vom simula încărcarea inițială a condensatorului cu tensiunea de 1 V, ca în figura 5.39.

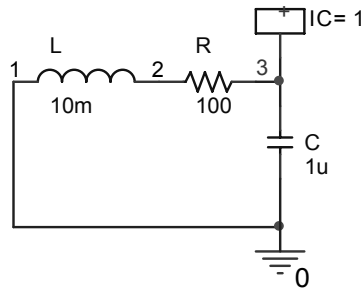


Figura 5.39. Specificarea condițiilor inițiale pentru tensiunea de pe condensator

- Rulați aceeași analiză tranzitorie de mai sus și studiați regimul tranzitoriu al descărcării condensatorului prin bobină și rezistență, vizualizând tensiunea de la bornele condensatorului, V(3), și curentul prin circuit în funcție de timp.

## 5.7. Filtru pasiv trece jos de tip RC

### Scopul lucrării

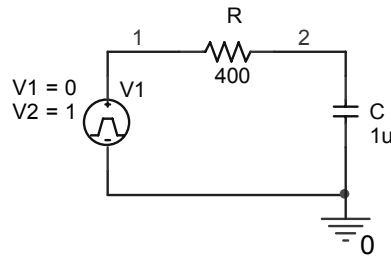
In această aplicație vom studia comportarea în domeniul timp și în domeniul frecvență a unui circuit RC care joacă rol de filtru pasiv trece jos. Vom studia, de asemenea, utilizarea transformatei Fourier în Pspice.

### *Analiza de regim tranzitoriu*

In cele ce urmează vom face referire la circuitul RC din figura 5.40.

Ecuția de stare a circuitului, la aplicarea unui semnal treaptă de valoare V la intrare este:





**Figura 5.40.** Filtru pasiv RC trece jos

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = V \quad (5.24)$$

unde  $u_c$  este tensiunea de la bornele condensatorului, considerată ca mărime de ieșire. Soluția acestei ecuații este răspunsul în regim tranzitoriu al filtrului, care este de forma:

$$u_c(t) = V \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (5.25)$$

După încărcarea completă a condensatorului, acesta ajunge la valoarea de regim permanent,  $V$ . Înlocuind  $t$  cu  $\tau$  în ecuația de mai sus, se obține  $u_c = 0,632 \cdot V$ . Așadar, constanta de timp  $\tau$  este timpul scurs între momentul aplicării unui semnal treaptă la intrarea filtrului și momentul în care ieșirea ajunge la valoarea de 0,632 din valoarea de regim permanent,  $V$ .

Se definește *timpul de răspuns*, timpul dintre momentul aplicării semnalului treaptă la intrare și momentul în care ieșirea diferă cu mai puțin de 5 % față de  $V$ . Acesta se numește *timpul de răspuns 5 %* și este dat de:  $T_r^{5\%} \approx 3\tau$ . Analog se definește *timpul de răspuns 2 %*, care este legat de  $\tau$  prin relația:  $T_r^{2\%} \approx 4\tau$ .

1. Desenați într-un proiect nou circuitul din figura 5.40, unde sursa  $V1$  este o sursă de tip PULSE care simulează un semnal treaptă de amplitudine 1 V, care realizează saltul la momentul  $t = 0$ .
2. Realizați pentru circuitul de mai sus o analiză de regim tranzitoriu între 0 și 2 ms, cu pas de 1  $\mu$ s. Vizualizați tensiunea de la bornele condensatorului (figura 5.41).
3. Măsurați cu ajutorul cursorului constanta de timp și confrunțați cu valoarea calculată. Verificați relațiile de mai sus legate de timpii de răspuns 5 % și 2 %.
4. Aplicați un semnal dreptunghiular periodic cu factor de umplere 0,5 la intrare și vizualizați ieșirea. Urmăriți încărcarea și descărcarea condensatorului.

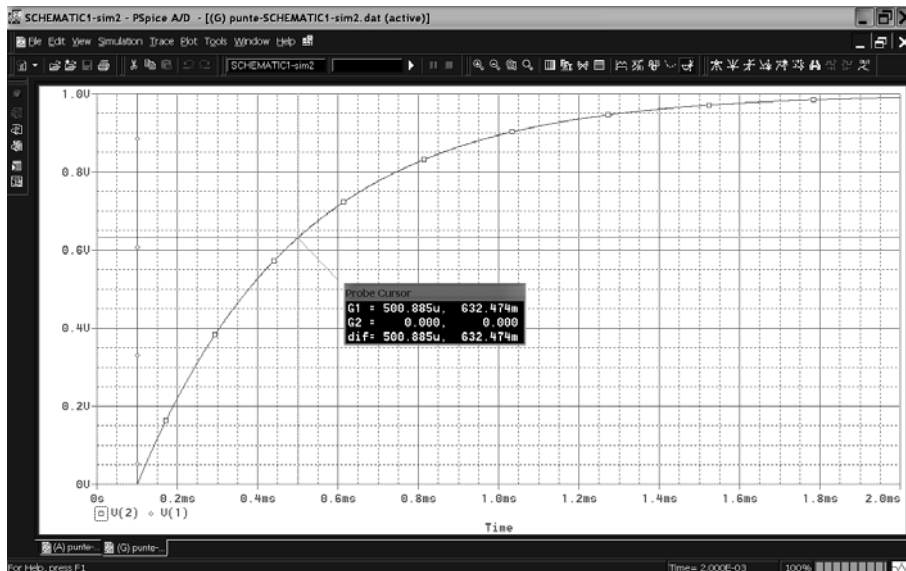


Figura 5.41. Regimul tranzitoriu al circuitului RC

### Analiza în frecvență

Funcția de transfer a acestui circuit se scrie:

$$H(s) = \frac{V_e(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{sC} \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{1 + s\tau} \quad (5.26)$$

unde  $\tau$  este constanta de timp,  $\tau = RC$ . Diagrama Bode a circuitului este reprezentată în figura 5.42.

Pentru determinarea răspunsului în frecvență al circuitului, vom înlocui în funcția de transfer variabila  $s$  cu  $j\omega$ . Obținem astfel:

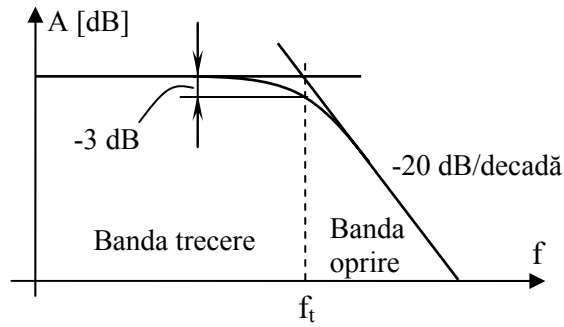
$$H(j\omega) = \frac{V_e(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{j\omega RC + 1} \quad (5.27)$$

Caracteristica amplitudine-frecvență este dată de funcția:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}} \quad (5.28)$$

iar caracteristica de fază se supune ecuației

$$\varphi(j\omega) = \arctg(-\omega RC) \quad (5.29)$$



**Figura 5.42.** Diagrama Bode a circuitului RC

Frecvența de tăiere,  $f_r$ , este frecvența la care amplitudinea scade la  $-3$  dB. Punând condiția:

$$20 \lg |H(j\omega)| = -3 \quad (5.30)$$

se obține frecvența de tăiere:

$$f_r = \frac{\sqrt{10^{0,3} - 1}}{2\pi RC} \quad (5.31)$$

1. Deschideți editorul de proprietăți al sursei VPULSE.
2. În câmpul AC, completați cu 1 V valoarea tensiunii de tip AC necesare analizei în frecvență.
3. Rulați o analiză în frecvență (de tip .AC), în care baleiați frecvența sursei de intrare între 10 Hz și 10 kHz, cu 100 puncte/decadă.
4. Vizualizați în Probe caracteristicile amplitudine-frecvență (în valori absolute și în dB) și fază-frecvență.
5. Măsurați cu ajutorul cursorului valoarea frecvenței de tăiere a filtrului, adică a frecvenței la care amplificarea scade cu 3 dB. Observați ce se întâmplă cu faza la frecvența de tăiere. Măsurați de asemenea panta caracteristicii în porțiunea benzii de oprire (trebuie să obțineți o scădere cu 20 dB/decadă).
6. Măsurați pe caracteristică valoarea amplitudinii tensiunii de ieșire corespunzătoare frecvențelor de 50 Hz, 350 Hz și 600 Hz.
7. Trasați aceleași caracteristici prin implementarea directă a funcției de transfer cu ajutorul unei surse comandate cu extensie Laplace de tip ELAPLACE. Funcția de transfer a circuitului este:


$$H(s) = \frac{1}{1 + 0,0004s} \quad (5.32)$$

- Realizați aceeași analiză în frecvență ca la punctul 3 și vizualizați curba tensiunii  $V(2)$  exprimate în decibeli; comparați cu caracteristica obținută anterior. Ar trebui să fie identice. Astfel, se poate modela orice tip de filtru dacă i se cunoaște caracteristica de transfer, fără a fi necesar să i se știe neapărat structura.


### **Analiza Fourier**

Pentru a realiza analiza Fourier pentru un semnal, este necesară efectuarea în prealabil a unei analize de regim tranzitorii pe un număr întreg de perioade ale semnalului de analizat.

Există două posibilități de efectuare a analizei Fourier în Pspice:

- Din Meniul *Probe*, prin apăsarea butonului . În acest caz, rezultatul analizei este afișat în fereastra *Probe*.
- Utilizând comanda `.FOUR` în profilul de simulare pentru analiza de regim tranzitoriu. Rezultatul analizei este furnizat în fișierul de ieșire `.OUT`.

Vom studia în continuare ambele modalități de aplicare.

- Aplicați la intrarea filtrului RC un semnal format din suma a trei sinusoides, fiecare având amplitudinile de 1 V, dar cu frecvențele:  $f_1 = 50$  Hz,  $f_2 = 350$  Hz și  $f_3 = 600$  Hz. Construiți semnalul utilizând o sursă comandată de tip E.
- Rulați o analiză tranzitorie pe 40 ms și vizualizați semnalele de intrare și de ieșire din filtru (figura 5.43).
- În *Probe*, apăsați butonul . În acest moment, pe indicatorul grafic sunt afișate spectrele celor două semnale. Vom restrânge afișarea spectrului doar pentru domeniul de frecvență 0 – 800 Hz.
- În meniul *Plot* selectați *Axis Settings*.
- În secțiunea *Data Range* selectați *User Defined*.
- Definiți domeniul *0 to 800 Hz*.
- Apăsați *OK*.
- Observați pe spectru cele 3 frecvențe ale semnalului de intrare și atenuarea ieșirii față de intrare de către filtru.
- Măsurați amplitudinea armonicilor pentru semnalul de ieșire și confrunțați cu valorile obținute la punctul 6 anterior.
- Deschideți profilul de simulare al analizei tranzitorii anterioare.
- Apăsați butonul *Output File Options*.
- Selectați *Perform Fourier Analysis*. Completați cei 3 parametri cu valorile: *Center Frequency* = 50 Hz, *Number of Harmonics* = 12, *Output Variables* =  $V(1), V(2)$ .
- Apăsați *OK* pentru ambele ferestre.
- Rulați analiza.

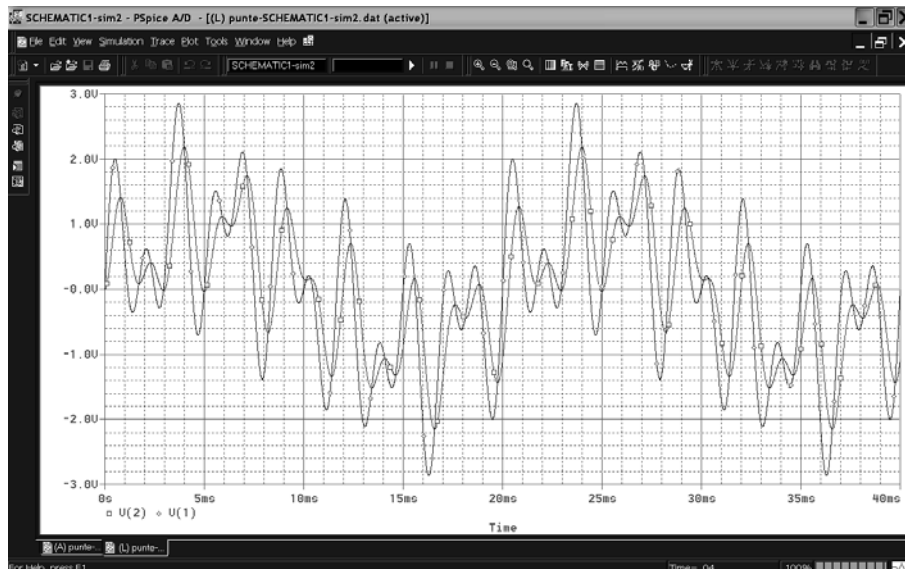


Figura 5.43

15. Deschideți fișierul de ieșire și observați rezultatele analizelor Fourier. Pentru tensiunea de intrare trebuie să găsiți armonicile 1, 7 și 13 egale cu 1, iar pentru tensiunea de ieșire valorile trebuie să fie egale cu cele corespunzătoare frecvențelor de 50, 350 și 600 Hz măsurate pe caracteristica amplitudine-frecvență.

\*\*\*\*\*

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)  
DC COMPONENT = -3.744238E-06

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	1.000E+00	1.000E+00	-4.491E-04	0.000E+00
2	1.000E+02	9.929E-06	9.928E-06	-6.305E+01	-6.305E+01
3	1.500E+02	1.240E-05	1.240E-05	-5.816E+01	-5.816E+01
4	2.000E+02	1.520E-05	1.520E-05	-5.799E+01	-5.799E+01
5	2.500E+02	1.820E-05	1.820E-05	-6.059E+01	-6.058E+01
6	3.000E+02	2.059E-05	2.059E-05	-6.455E+01	-6.455E+01
7	3.500E+02	1.000E+00	1.000E+00	-1.395E-03	1.749E-03
8	4.000E+02	3.005E-05	3.005E-05	-8.172E+01	-8.172E+01
9	4.500E+02	3.123E-05	3.123E-05	-9.014E+01	-9.013E+01
10	5.000E+02	3.204E-05	3.204E-05	-9.952E+01	-9.951E+01
11	5.500E+02	3.053E-05	3.053E-05	-1.104E+02	-1.104E+02
12	6.000E+02	1.000E+00	1.000E+00	-1.847E-03	3.541E-03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.414190E+02 PERCENT

\*\*\*\*\*

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)  
DC COMPONENT = -9.555194E-06

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	9.922E-01	1.000E+00	-7.164E+00	0.000E+00
2	1.000E+02	2.013E-05	2.029E-05	-9.203E+01	-7.771E+01
3	1.500E+02	2.110E-05	2.127E-05	-9.440E+01	-7.291E+01
4	2.000E+02	2.222E-05	2.239E-05	-9.805E+01	-6.940E+01
5	2.500E+02	2.327E-05	2.345E-05	-1.028E+02	-6.696E+01
6	3.000E+02	2.375E-05	2.394E-05	-1.081E+02	-6.508E+01
7	3.500E+02	7.508E-01	7.567E-01	-4.134E+01	8.806E+00
8	4.000E+02	2.781E-05	2.803E-05	-1.243E+02	-6.703E+01
9	4.500E+02	2.708E-05	2.730E-05	-1.324E+02	-6.790E+01
10	5.000E+02	2.612E-05	2.633E-05	-1.409E+02	-6.930E+01
11	5.500E+02	2.379E-05	2.397E-05	-1.499E+02	-7.107E+01
12	6.000E+02	5.526E-01	5.570E-01	-5.645E+01	2.951E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.396293E+01 PERCENT

\*\*\*\*\*

Datorită efectului de "netezire" al filtrului, se observă și scăderea coeficientului de distorsiuni de la 141,4 % la 93,9 %.

## 5.8. Caracteristicile dispozitivelor semiconductoare

### Scopul lucrării

In această secțiune vom trasa caracteristicile unor dispozitive semiconductoare de tip diodă și tranzistor pe baza modelelor deja create în bibliotecile Pspice, precum și pe baza unor modele create de utilizator sau importate de pe siturile fabricanților, după care vom studia comportarea acestor dispozitive ca senzori de temperatură.

După cum am văzut, în Pspice dispozitivele semiconductoare sunt realizate sub formă de modele incluse în biblioteci sau care pot fi create direct de către utilizator cu ajutorul instrucțiunii .MODEL. Parametrii de model sunt definiți la fiecare dispozitiv în parte. Fiecare parametru are o valoare implicită, care este utilizată de către program în absența specificării în mod expres a altei valori.

### 5.8.1. Caracteristicile diodelor redresoare

Dioda semiconductoare, realizată pe baza unei joncțiuni p-n, este un dispozitiv

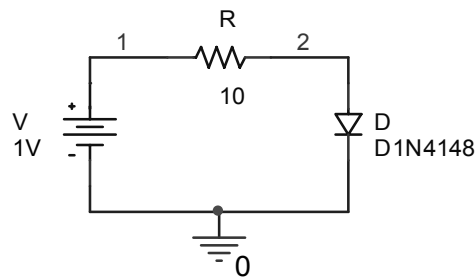
electronic neliniar care prezintă conducție electrică unilaterală. Ecuația matematică cea mai frecvent utilizată pentru descrierea funcționării diodei este următoarea:

$$I_d = I_0 \left( e^{\frac{qU_d}{kT}} - 1 \right) \quad (5.33)$$

unde  $I_0$  este curentul de saturație,  $q$  este sarcina electronului,  $k$  este constanta lui Boltzmann, iar  $T$  este temperatura absolută.  $I_d$  și  $U_d$  sunt curentul, respectiv tensiunea directă prin diodă.

Vom trasa familiile de caracteristici curent-tensiune ale unei diode redresoare, având ca parametru temperatura. Schema pe care o vom utiliza la trasarea caracteristicilor este cea din figura 5.44.

1. Vom considera o diodă de tipul 1N4148 din biblioteca DIODE.LIB. Vizualizați cu ajutorul unui editor de text parametrii de model din bibliotecă și numele atribuit modelului (D1N4148). Introduceți modelul în biblioteca personală *Mylib.lib* creată la subcapitolul 5.3.
2. Într-un proiect nou, desenați schema din figura 5.44 cu următoarele valori ale componentelor:  $V = 1V$ ,  $R = 10 \Omega$ ,  $D = D1N4148$ .
3. Rulați o analiză DC prin baleierea sursei  $V$  între 0 și 1V cu pasul 0.01 V, la temperaturile de 0 °C și 100 °C.



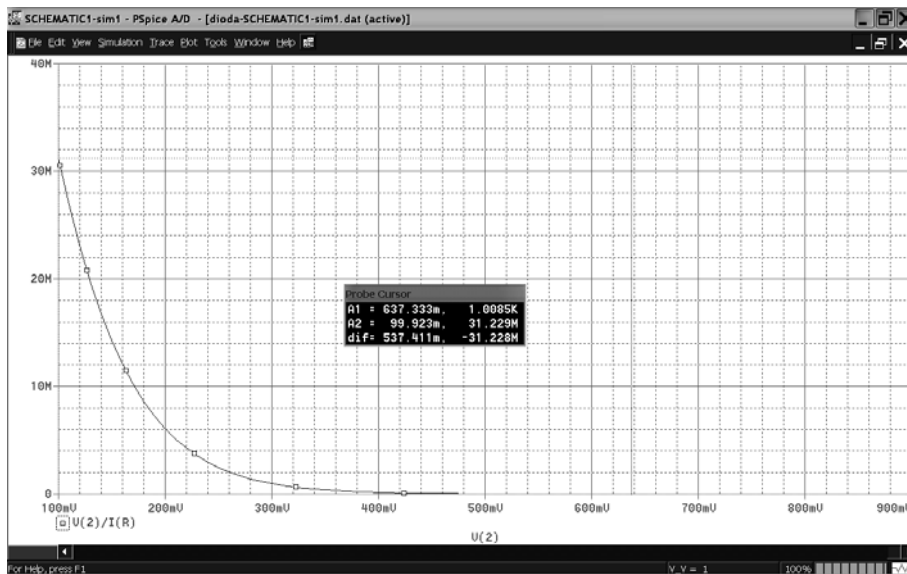
**Figura 5.44.** Schema de trasare a caracteristicilor diodei semiconductoare



Caracteristica diodei este reprezentarea tensiunii la borne,  $V(2)$ , în funcție de curentul ce o străbate,  $I(D)$ . Trebuie așadar schimbată variabila de pe axa X din  $V$  în  $V(2)$ .  $V(2)$  nu este însă o variabilă independentă, cum este tensiunea  $V$ , așa încât nu vor putea fi vizualizate ambele curbe odată pe ecranul Probe. De aceea vom vizualiza pe rând caracteristicile diodei, pentru cele două temperaturi.

4. La terminarea analizei .DC, selectați pentru vizualizare prima analiză, cea corespunzătoare temperaturii de 0 °C.
5. Pentru schimbarea variabilei X, selectați din meniul *Plot – Axis Settings*.
6. În fereastra deschisă, apăsați butonul *Axis Variable*.
7. În câmpul *Trace Expression* scrieți  $V(2)$ .

8. Apăsați *OK* pentru ambele ferestre.
9. Adăugați caracteristica diodei cu *Trace – Add Trace – I(D)*.
10. Determinați tensiunea de prag și curentul corespunzător tensiunii de 740 mV de pe caracteristică. Notați valorile.
11. Trasați în același mod caracteristica diodei pentru temperatura de 100 °C. Pentru a vizualiza rezultatele analizei corespunzătoare temperaturii de 100 °C, în *Probe* intrați în meniul *View – Simulation Results*.
12. Determinați și aici tensiunea de prag și curentul corespunzător tensiunii de 740 mV de pe caracteristică.
13. Comparați cu valorile obținute anterior, pentru 0 °C, și trageți concluzii asupra modului în care variază caracteristicile diodelor cu temperatura.
14. Trasați caracteristica rezistenței directe a diodei dată prin relația  $V(2)/I(D)$  în funcție de  $V(2)$  pentru cele două temperaturi, alegând convenabil domeniile de variație ale lui  $X$  și  $Y$ . Măsurați cu cursorul rezistențele diodei în stare blocată și în conducție și faceți comparație între cele două curbe (figura 5.45).



**Figura 5.45.** Caracteristica rezistenței directe a diodei pentru 0 °C

15. Trasați caracteristica inversă a diodei prin baleierea sursei între –120 V și 0 V și măsurați tensiunile de străpungere pentru cele două temperaturi.



Parametrul de model care fixează valoarea tensiunii inverse de străpungere este  $BV$ .

Modificați valoarea tensiunii de străpungere în modelul diodei D1N4148 din biblioteca personală prin setarea parametrului  $BV = 50$  și reluați analiza. Observați efectul modificării. **Nu faceți modificări în bibliotecile originale ale Pspice !**



16. Realizați aceleași analize pentru o diodă definită de dumneavoastră pe care o construiți cu ajutorul editorului de modele pornind de la o diodă oarecare predefinită, căreia îi specificați următorii parametri de model:  $I_s=68.65f$ ,  $R_s=3.786m$ ,  $I_{kf}=1.774$ ,  $N=1$ ,  $X_{ti}=2$ ,  $E_g=1.11$ ,  $C_{jo}=1.457n$ ,  $M=.9735$ ,  $V_j=.75$ ,  $F_c=.5$ ,  $I_{sr}=2.888u$ ,  $N_r=2$ ,  $T_t=6.059u$ .
17. Adăugați dioda în biblioteca personală.
18. Trasați-i caracteristicile și confrunțați cu cele obținute pentru dioda D1N4148.

### 5.8.2. Caracteristicile diodelor Zener

Folosind același montaj ca cel din figura 5.44, vom trasa caracteristicile diodei Zener D1N751 din biblioteca DIODE.LIB, pe care o vom include în prealabil în biblioteca personală. Reamintim că dioda Zener, pentru a putea fi utilizată ca stabilizator de tensiune, se montează în schemă în polarizare inversă, utilizându-se caracteristica din cadranul III.

1. Copiați modelul diodei Zener D1N751 din biblioteca DIODE.LIB în biblioteca personală.
2. Trasați întâi caracteristica directă a diodei Zener D1N751. Pentru aceasta, în schema din figura 5.44 înlocuiți dioda redresoare cu dioda Zener, în polarizare directă. În continuare stabiliți un profil de simulare pentru o analiză de curent continuu (.DC) prin baleierea sursei între 0 și 1 V. Observați că această caracteristică nu diferă de cea a unei diode redresoare.
3. Trasați caracteristica inversă prin baleierea sursei între -6 V și 0 V. Măsurați pe caracteristică tensiunea Zener (figura 5.46).

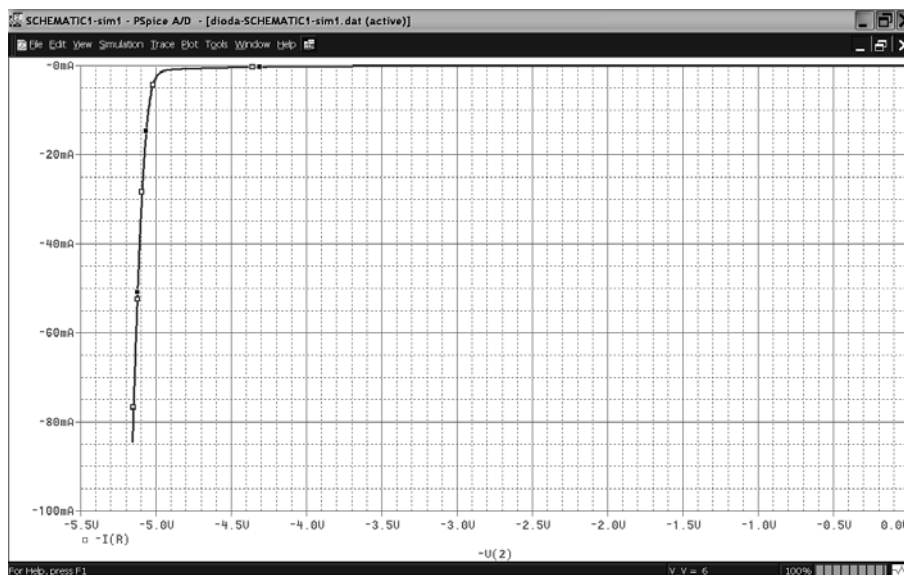


Figura 5.46. Caracteristica diodei Zener D1N751 pentru 0 °C

- Identificați în modelul din bibliotecă valoarea tensiunii Zener (parametrul Bv) și comparați cu valoarea măsurată.
- Studiați variația cu temperatura a tensiunii Zener și calculați coeficientul de variație cu relația:

$$\alpha_Z = \frac{1}{T} \frac{\Delta U_Z}{\Delta T} \quad (5.34)$$

### 5.8.3. Caracteristicile statice ale tranzistoarelor bipolare

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv semiconductor cu două joncțiuni p-n având caracteristici neliniare. Există mai multe modele pentru un tranzistor bipolar, utilizarea lor ținând cont de aplicația în care este folosit. Astfel, există modele de curent continuu, care au în vedere punctul static de polarizare, modele de curent alternativ în joasă sau înaltă frecvență, care caracterizează dispozitivul din punct de vedere dinamic, sau modele complexe, care descriu comportarea atât în continuu cât și în alternativ.

#### Trasarea caracteristicilor de ieșire

Caracteristicile de ieșire ale tranzistoarelor bipolare sunt date de dependența  $I_C(U_{CE})$  ( $I_C$  este curentul de colector, iar  $U_{CE}$  este tensiunea colector – emitor). Vom trasa aceste caracteristici pentru un tranzistor de tip BC107A din biblioteca EBIPOLAR.LIB. Schema de test este cea din figura 5.47.

- Descărcați de pe Internet foaia de catalog a tranzistorului BC107A și studiați-i caracteristicile și parametrii electrici.
- Căutați în biblioteca EBIPOLAR.LIB modelul tranzistorului BC107A și studiați-i parametrii Pspice. Introduceți modelul în biblioteca personală.
- Intr-un proiect nou, desenați schema din figura 5.47.

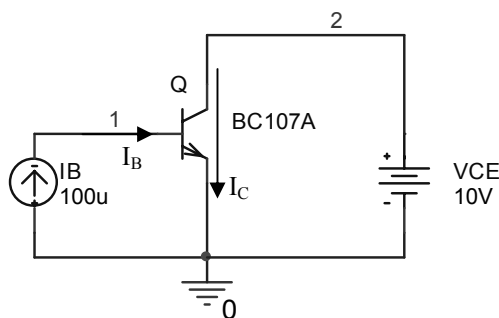
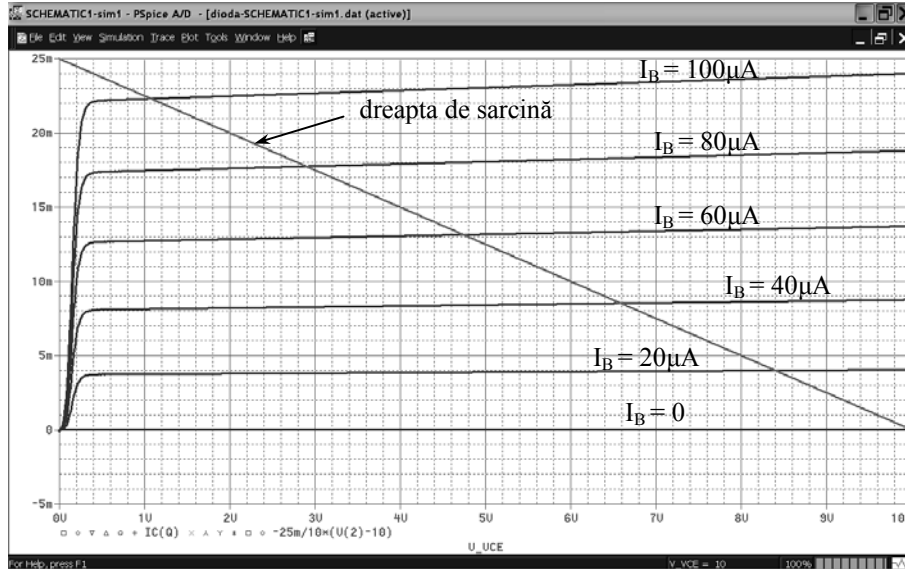


Figura 5.47. Schema de test a tranzistorului bipolar

4. Rulați o analiză DC prin baleierea sursei VCE între 0 și 10 V cu pasul de 10 mV, având drept parametru curentul  $I_B$ . Dați lui  $I_B$  valori între 0 și 100  $\mu\text{A}$  cu pas de 20  $\mu\text{A}$ .
5. Vizualizați în Probe caracteristicile  $I_C(VCE)$ . Ar trebui să obțineți imaginea din figura 5.48.
6. Confrunțați caracteristica obținută cu cea din foaia de catalog a tranzistorului.



**Figura 5.48.** Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului bipolar BC107A și dreapta de sarcină pentru  $R_s = 400 \Omega$

### **Dreapta de sarcină**

Dacă se montează în colectorul tranzistorului rezistența de sarcină  $R_s$ , ca în figura 5.49, atunci tranzistorul va funcționa după o dreaptă denumită „dreapta de sarcină”, care va avea ecuația:

$$U_{CE} = V_{cc} - R_s I_c \quad (5.35)$$

Alegând convenabil punctele de intersecție ale acestei drepte cu axele de coordonate: A(10V,0) și B(0,25mA), rezistența de sarcină va avea valoarea:

$$R_s = \frac{10V}{25mA} = 400\Omega \quad (5.36)$$

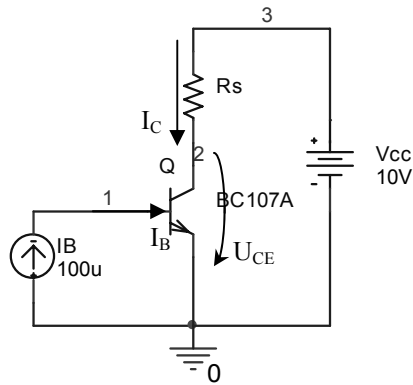


Figura 5.49. Schema de trasare a dreptei de sarcină

7. Trasați pe același grafic cu caracteristicile de ieșire, dreapta de sarcină utilizând ecuația dreptei prin tăieturi:

$$y = -\frac{b}{a}(x - a) \quad (5.37)$$

8. Măsurăți și notați coordonatele punctelor de intersecție ale acestei drepte cu caracteristicile de ieșire ale tranzistorului (tripletele  $I_C, I_B, U_{CE}$ ). Acestea vor determina punctele statice de funcționare atunci când în colector se montează rezistența de sarcină. Completați tabelul 5.4, deocamdată cu valorile lui  $I_C, I_B$  și  $U_{CE}$ .

Tabelul 5.4

Nr. crt.	$I_C$ [mA]	$I_B$ [μA]	$U_{CE}$ [V]	$U_{BE}$ [V]

9. Montați rezistența de sarcină în colectorul tranzistorului, ca în figura 5.49.
10. Pentru verificarea punctelor statice de funcționare găsite la punctul 6, realizați o analiză DC prin baleierea curentului de bază între 0 și 400 μA cu pas de 0,1 μA, menținând constantă tensiunea de alimentare a schemei,  $V_{CC} = 10$  V.
11. Trasați în *Probe* caracteristicile  $I_C(I_B)$  și  $U_{CE}(I_B)$  ale tranzistorului cu rezistența de sarcină montată și verificați cu ajutorul cursorului coordonatele punctelor statice de funcționare găsite la punctul 8 (figura 5.50). Observați regiunea liniară de lucru a tranzistorului precum și regiunea de saturație.
12. Confrunțați aceste caracteristici cu cele din foaia de catalog a tranzistorului.

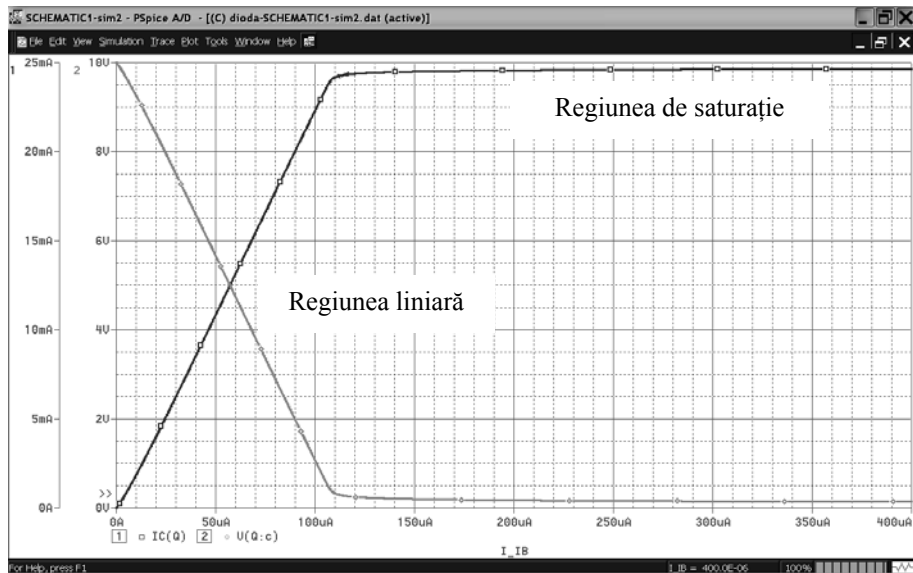


Figura 5.50. Caracteristicile  $I_C(I_B)$  și  $U_{CE}(I_B)$  ale tranzistorului BC107A

### Trasarea caracteristicilor de intrare și de transfer

Caracteristica de intrare a unui tranzistor bipolar este dată de dependența  $I_B(U_{BE})$ , iar caracteristica de transfer de  $I_C(U_{BE})$ .

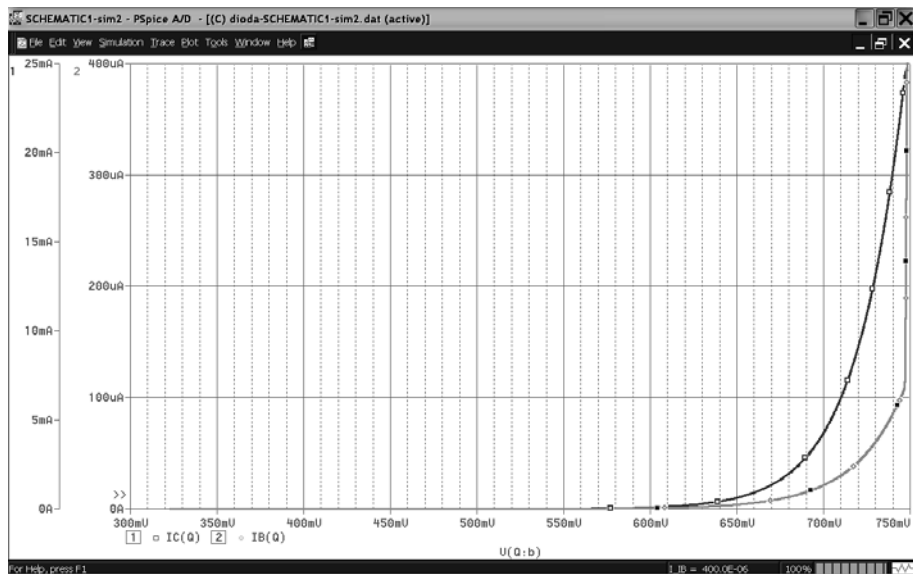


Figura 5.51. Caracteristicile de intrare și de transfer

Pentru trasarea acestor caracteristici, în analiza .DC rulată la punctul 10 anterior, schimbați variabila axei X din  $I_B$  în  $U_{BE}$  și adăugați curbele corespunzătoare celor două caracteristici  $I_B(U_{BE})$  și  $I_C(U_{BE})$ . Veți obține curbele din figura 5.51. Verificați punctele statice de funcționare găsite la punctul 8 și adăugați în tabel valorile tensiunilor  $U_{BE}$  corespunzătoare.



Reluați trasarea caracteristicilor de ieșire, de intrare și de transfer pentru tranzistoarele PN2221 și PN2222 din biblioteca BIPOLAR.LIB. Confrunțați caracteristicile obținute cu cele preluate din foile de catalog. Căutați modele Pspice de tranzistoare pe Internet, introduceți-le în biblioteca personală și trasați-le caracteristicile.

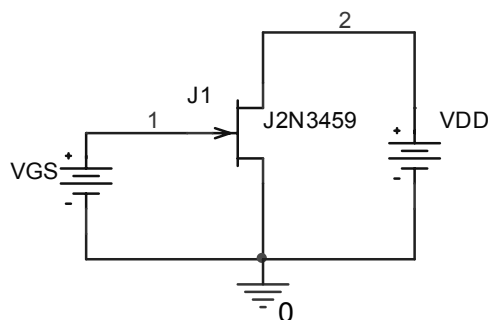
## 5.8.4. Caracteristicile statice ale tranzistoarelor cu efect de câmp

### 5.8.4.1. Tranzistoare JFET

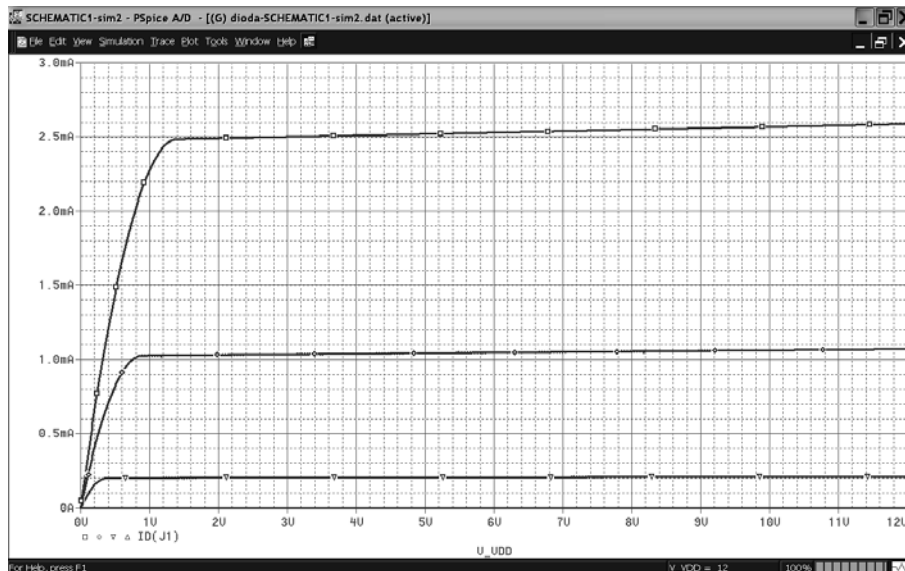
#### *Trasarea caracteristicilor de ieșire și de intrare*

Pentru un tranzistor cu efect de câmp, caracteristica de ieșire reprezintă dependența curentului de drenă,  $I_D$ , de tensiunea de drenă  $V_{DD}$ ,  $I_D(V_{DD})$  pentru diverse valori ale tensiunii de grilă,  $V_{GS}$ , iar caracteristica de intrare este dată de funcția  $I_D(V_{GS})$  pentru diverse valori ale tensiunii de drenă  $V_{DD}$ . Vom considera un tranzistor 2N3459 din biblioteca JFET.LIB, al cărui model îl vom copia în biblioteca personală. Schema de test este cea din figura 5.52.

1. Într-un proiect nou, desenați schema din figura 5.52.
2. Rulați o analiză în curent continuu baleind  $V_{DD}$  între 0 și 12 V cu pasul 10 mV, pentru următoarele valori ale lui  $V_{GS}$ : 0, -0,5, -1, -1,5 V.
3. Trasați familia de caracteristici de ieșire  $I_D(V_{DD})|_{V_{GS}=ct.}$  (figura 5.53). Măăsurați pe prima curbă valoarea curentului  $I_{DSS}$ .
4. Pentru trasarea caracteristicilor de intrare, reprogramați analiza DC pentru baleierea sursei  $V_{GS}$  între -3 V și 0, având drept parametru sursa  $V_{DD}$ . Dați lui  $V_{DD}$  valorile: 0,5, 1, 4 și 8 V, apoi rulați analiza.



**Figura 5.52.** Schema de test a tranzistorului JFET



**Figura 5.53.** Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului JFET 2N3459

5. Trasați în *Probe* caracteristicile  $I_D(V_{GS})$  pentru toate cele 4 valori ale lui  $V_{DD}$ .
6. Modificați în modelul din biblioteca personală parametrul  $V_{TO}$ , care reprezintă tensiunea de prag a tranzistorului, de la valoarea  $-1,4$  V la  $3$  V. Trasați din nou caracteristicile de intrare și de ieșire și faceți comparație cu cele obținute anterior.

#### 5.8.4.2. Tranzistoare MOSFET

1. Selectați din biblioteca `PWRMOS.LIB` modelul unui tranzistor oarecare și includeți-l în biblioteca personală.
2. Utilizând aceeași schemă și același procedeu ca la tranzistorul JFET, trasați-i caracteristicile de intrare și de ieșire și faceți comparație cu cele obținute la JFET. Observați valorile mari ale curentului de drenă deoarece tranzistoarele din biblioteca `PWRMOS.LIB` sunt de putere.
3. Căutați pe Internet modelul Pspice al unui tranzistor MOSFET și trasați-i caracteristicile de intrare și de ieșire.

#### 5.8.5. Utilizarea dispozitivelor semiconductoare ca senzori de temperatură

Din relația 5.33 se poate deduce dependența de temperatură a tensiunii directe  $U_d$  a unei joncțiuni semiconductoare, atunci când curentul direct este menținut constant:

$$U_d = \frac{kT}{q} \ln \left( 1 + \frac{I_d}{I_0} \right) \quad (5.38)$$

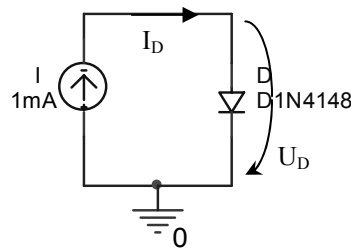
Se observă că, în condițiile în care curentul rezidual  $I_0$  este constant cu temperatura, dependența  $U_d(T)$  este teoretic liniară.

Vom studia comportarea unei diode semiconductoare și a unui tranzistor bipolar ca senzori de temperatură.

### 5.8.5.1. Dioda ca senzor de temperatură

Pentru acest studiu, considerăm dioda 1N4148 pe care o vom monta în polarizare directă și prin care vom trece un curent constant. Vom studia modul de variație a tensiunii directe de pe diodă în funcție de temperatură.

1. Utilizând schema din figura 5.54, realizați o analiză de curent continuu prin baleierea temperaturii între  $-50$  și  $50$  °C, cu pas de  $0,1$  °C, având drept parametru curentul direct prin diodă,  $I_d$  ( $I_d = 0,1$  mA,  $1$  mA,  $5$  mA și  $10$  mA).



**Figura 5.54.** Schema de testare a diodei funcționând ca senzor de temperatură

2. Trasați familiile de caracteristici  $U_d(T)|_{I_d=ct.}$  (figura 5.55). Observați influența calitativă a curentului  $I_d$  asupra caracteristicilor.
3. Calculați sensibilitatea medie a caracteristicilor prin raportul:

$$S_T = \frac{\Delta U_D}{\Delta T} \left[ \frac{mV}{^\circ C} \right] \quad (5.39)$$

4. Calculați erorile de liniaritate după metoda descrisă la subcapitolul 5.1, relația (5.4) și trageți concluzii asupra modului în care curentul constant prin joncțiune influențează caracteristica de transfer a senzorului.
5. Schimbați dioda 1N4148 cu dioda 1N4001 din biblioteca DIODE.LIB și trasați aceleași caracteristici. Faceți comparație între cele două diode.



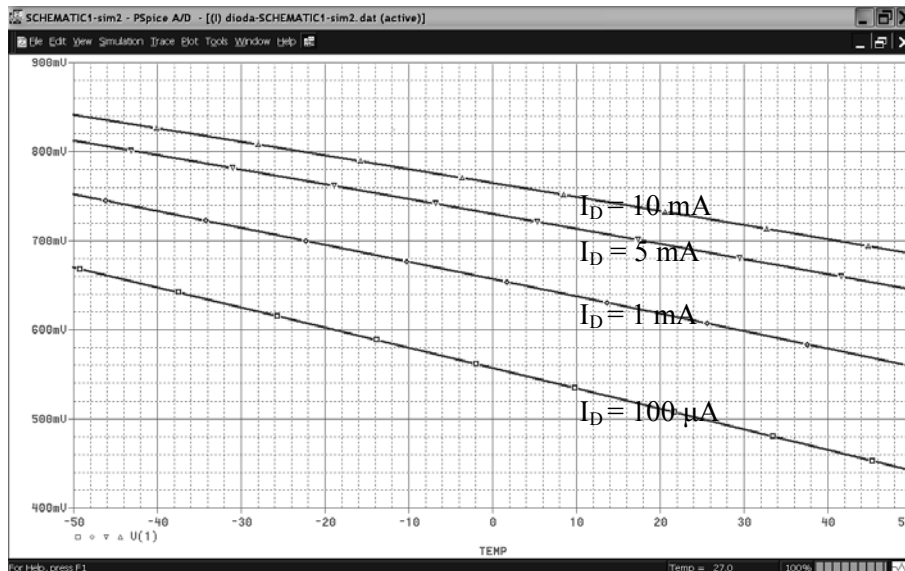


Figura 5.55. Caracteristicile diodei redresoare funcționând ca senzor de temperatură

### 5.8.5.2. Tranzistorul bipolar ca senzor de temperatură

1. Înlocuiți dioda din schema din figura 5.54 cu joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar, la care legați baza cu emitorul, ca în figura 5.56.
2. Efectuați aceleași analize ca la studiul diodei ca senzor de temperatură și trasați caracteristicile  $U_{BE}(T)$  pentru valori constante ale curentului  $I_D$ .
3. Faceți comparație cu rezultatele obținute la diodă din punctul de vedere al liniarității și sensibilității caracteristicilor.

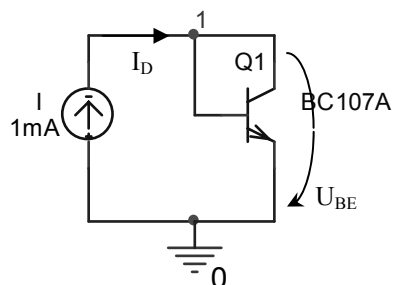


Figura 5.56. Schema de testare a tranzistorului funcționând ca senzor de temperatură

## 5.9. Proiectarea unui etaj de amplificare cu tranzistor bipolar

### Scopul lucrării

Utilizând caracteristicile trasate la § 5.8.3 pentru tranzistorul BC107A, vom proiecta un etaj de amplificare căruia îi vom testa performanțele cu ajutorul programului Pspice.

Schema după care vom realiza proiectarea amplificatorului este cea din figura 5.57.

### 5.9.1. Alegerea componentelor și determinarea punctului static de polarizare

Vom proiecta etajul de amplificare pe porțiunea liniară a caracteristicii tranzistorului, aproximativ la mijlocul acesteia, în jurul punctului de polarizare statică corespunzător curentului de bază  $I_B = 40 \mu\text{A}$ .

1. Notați în caiet coordonatele punctului static de polarizare ( $I_C$ ,  $I_B$ ,  $U_{CE}$ ,  $U_{BE}$ ) din tabelul 5.4 pentru  $I_B = 40 \mu\text{A}$ . Pentru calculul punctului static, nu vom lua inițial în considerație condensatorii de cuplaj  $C_1$  și  $C_2$ , și nici sursa de intrare,  $V_{in}$ .
2. Considerând tensiunea de alimentare  $V_{CC} = 10 \text{ V}$ , calculați valoarea rezistenței  $R_3$  din relația:

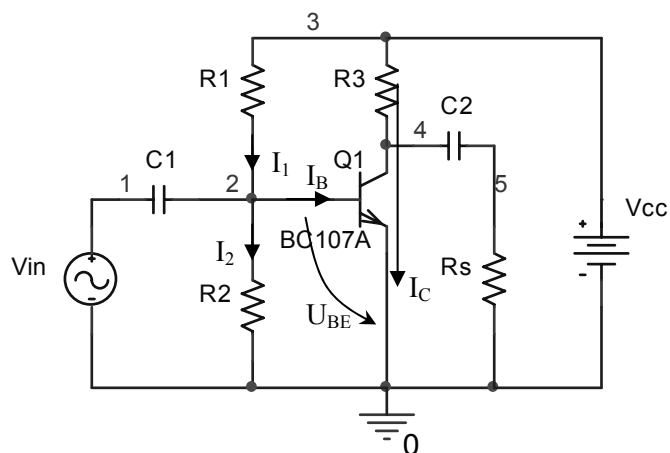
$$V_{CC} = U_{CE} + R_3 I_C \quad (5.40)$$

Ar trebui să obțineți valoarea de  $400 \Omega$ , cea pentru care s-a realizat trasarea dreptei de sarcină.

3. Calculați valoarea rezistenței  $R_1$  considerând o valoare arbitrară  $R_2 = 1,1 \text{ k}\Omega$  și scriind ecuațiile lui Kirchhoff pentru nodurile și ochiurile circuitului:

$$\begin{aligned} R_1 I_1 + R_2 I_2 &= V_{CC} \\ R_2 I_2 &= U_{BE} \\ I_1 &= I_2 + I_B \end{aligned} \quad (5.41)$$

4. Într-un proiect nou, desenați schema din figura 5.57 cu valorile calculate pentru  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$ ,  $C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F}$ ,  $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{in}$  sursă de tensiune sinusoidală.
5. Rulați o analiză de calcul al punctului de polarizare de tip .OP prin bifarea în fereastra profilului de simulare a analizei *Bias Point*, iar în secțiunea *Output File Options* bifați opțiunea *Include detailed bias point information...*
6. Vizualizați rezultatul analizei în fișierul de ieșire **.out**. Identificați în fișier cele 4 componente ale punctului static de polarizare ( $I_C$ ,  $I_B$ ,  $U_{CE}$ ,  $U_{BE}$ ) și comparați cu valorile notate în urma trasării caracteristicilor. Ar trebui să fie aceleași valori.



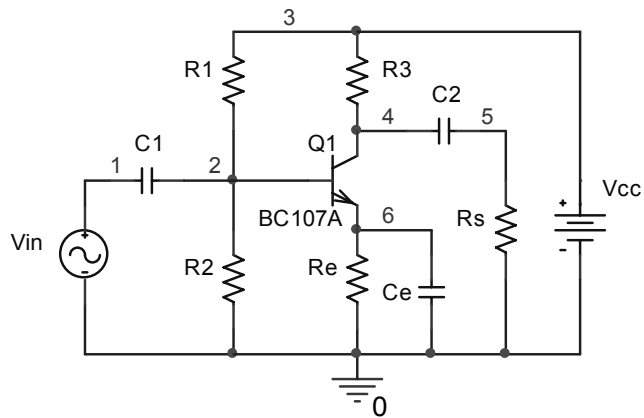
**Figura 5.57.** Schema de proiectare a amplificatorului cu tranzistor

7. Analiza de mai sus a fost realizată la temperatura implicită a programului, de 27 °C. Vom determina în continuare variația coordonatelor punctului static de polarizare cu temperatura.
8. Rulați aceeași analiză *Bias Point* de mai sus, pentru temperaturile 0 °C, 27 °C și 50 °C. Deschideți fișierul de ieșire și completați tabelul de mai jos:

**Tabelul 5.5**

Temp. [°C]	$I_c$ [mA]	$I_B$ [μA]	$U_{CE}$ [V]	$U_{BE}$ [V]
0				
27				
50				

9. Observați dispersia foarte mare a coordonatelor punctului static de polarizare a tranzistorului cu temperatura. Observați de asemenea variația puternică cu temperatura a factorului de amplificare în curent continuu, BETADC.
10. Montați între emitorul tranzistorului și masă o rezistență de reacție  $R_e = 270 \Omega$ , care are ca rol îmbunătățirea stabilității punctului static cu temperatura astfel: creșterea temperaturii duce la creșterea curentului prin colector  $I_C$ , deci la creșterea căderii de tensiune de pe  $R_e$ , care determină scăderea tensiunii bază-emitor  $U_{BE}$  și implicit scăderea lui  $I_B$ , realizând compensarea creșterii lui  $I_C$  cu temperatura (figura 5.58). Deoarece adăugarea lui  $R_e$  determină scăderea factorului de amplificare în curent alternativ, în paralel cu acest rezistor se montează un condensator de decuplare a rezistenței la frecvențe înalte, de valoare aproximativă  $C_e = 100 \mu F$ .



**Figura 5.58.** Schema amplificatorului cu compensarea efectului temperaturii

11. Rulați din nou analiza *Bias Point* doar pentru temperatura nominală de 27 °C și vizualizați rezultatul. Veți constata ca s-au schimbat esențial coordonatele punctului static de funcționare, datorită adăugării lui  $R_e$ . Modificați pe  $R_2$  astfel încât să obțineți vechiul punct de polarizare. Un rezultat apropiat se va obține dacă  $R_2 = 6,2 \text{ k}\Omega$ .
12. Rulați iarăși analiza *Bias Point* pentru temperaturile de 0 °C, 27 °C și 50 °C și completați tabelul 5.5 cu noile valori ale punctelor de polarizare, în prezența termocompensării. Observați diferențele mult mai mici care apar între coordonatele punctului static la cele trei temperaturi.

### 5.9.2. Evaluarea performanțelor circuitului

13. Pentru  $T = T_{\text{nom}} = 27 \text{ }^\circ\text{C}$ , rulați o analiză tranzitorie prin aplicarea unui semnal sinusoidal de la sursa de intrare  $V_{\text{in}}$  cu frecvența de 1 kHz și amplitudine variabilă, de 5 mV, 10 mV, 20 mV și 50 mV.
14. Vizualizați în *Probe* ieșirile din nodurile 4 și 5 (figura 5.59). Explicați deformarea sinusoidei odată cu creșterea amplitudinii.
15. Rulați analiza Fourier a semnalelor de ieșire  $V(4)$  și  $V(5)$  în cele 4 cazuri de mai sus. Observați în fișierul de ieșire valoarea coeficientului de distorsiuni și armonicile preponderente în fiecare caz.
16. Adăugați la sursa de intrare  $V_{\text{in}}$  specificația pentru analiza de curent alternativ completând câmpul AC cu valoarea de 10 mV.
17. Rulați o analiză în frecvență în decade, între 1 Hz și 1 MHz, cu 100 puncte/decadă. Vizualizați caracteristicile de frecvență în nodurile 4 și 5. Determinați frecvența de tăiere a circuitului. Explicați rolul condensatoarelor  $C_1$  și  $C_2$  în circuit.
18. Faceți calculul de sensibilitate al circuitului utilizând comanda `.SENS`, ca la § 5.1.5, pentru tensiunile  $V(4)$  și  $V(5)$ . Urmăriți apoi în fișierul de ieșire

parametrii de circuit și de model care se modifică și sensibilitatea celor două tensiuni la acești parametri.

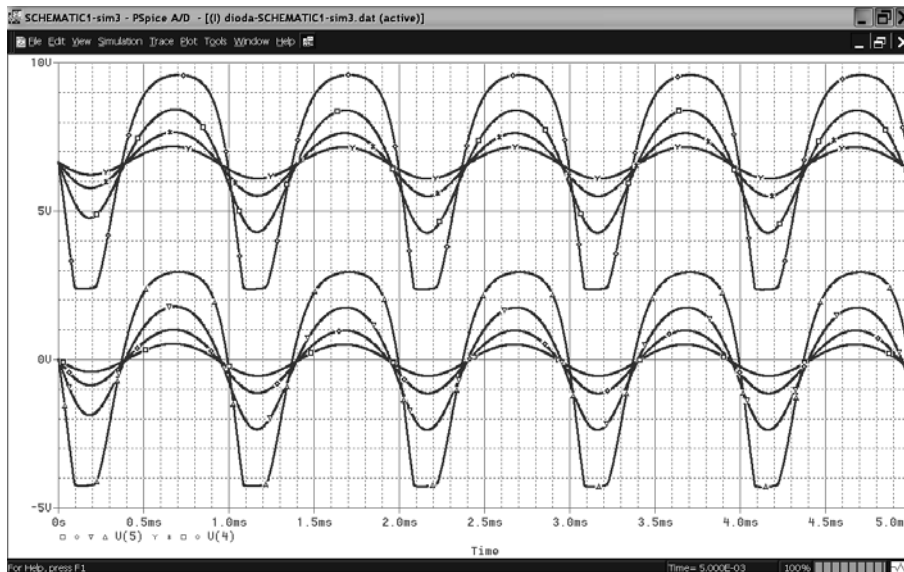


Figura 5.59



Se constată că, deoarece calculul se realizează în curent continuu la semnal mic, nodul 5 este insensibil la variația oricărui element sau parametru de model datorită decuplării acestui nod de restul circuitului prin condensatorul C2. În privința nodului 4, sensibilitatea cea mai mare este la variația rezistențelor de polarizare a bazei,  $R_1$  și  $R_2$ , după cum era de așteptat. Și  $R_3$  influențează puternic ieșirea deoarece determină dreapta de sarcină și implicit punctul de polarizare.



Dintre parametrii de model ai tranzistorului, curentul de saturație  $I_s$  și factorul de amplificare în curent continuu, BF, sunt printre cei mai importanți. Așadar, atenție la sortarea tranzistoarelor la implementarea practică a schemei!

### 5.9.3. Analizele statistice Monte Carlo și Worst Case

Prin analizele statistice se pot evalua performanțele circuitului din punctul de vedere al abaterii mărimilor de ieșire de la valoarea lor nominală, atunci când o parte din componentele de circuit prezintă variații ale valorii lor de la valoarea nominală (cu care a fost proiectat circuitul) în limita unor toleranțe atribuite în prealabil. Așadar, înainte de realizarea analizelor statistice, este necesară atribuirea de toleranțe componentelor care considerăm că ar putea avea influența cea mai mare asupra mărimii de ieșire din circuit.

### **Atribuirea toleranței componentelor**

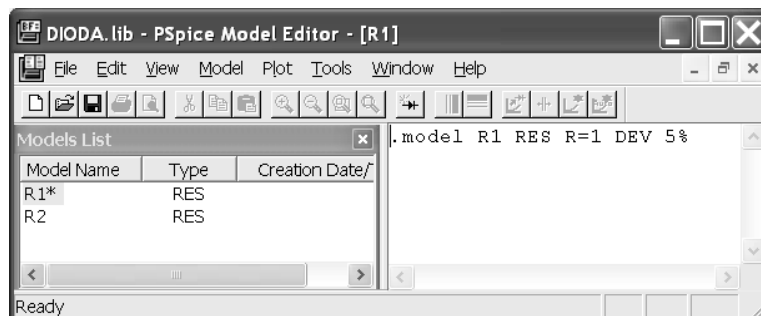
Toleranța unei componente poate fi adăugată în modelul acesteia utilizând cuvintele cheie DEV sau LOT, urmate de valoarea toleranței în procente (v. § 3.5.5.1 - modul de atribuire a toleranțelor componentelor). Toleranțele se atribuie parametrilor de model. În cazul rezistențelor de exemplu, toleranța este atribuită automat parametrului de model  $R$ , care implicit are valoarea 1. La rularea analizei, valoarea componentei este înmulțită cu valoarea lui  $R$ , care este afectată de o variație aleatoare în domeniul toleranței impuse.

Modelul rezistențelor din care este realizată schema amplificatorului proiectat și testat mai sus este un model impus, ai cărui parametri nu pot fi modificați. Pentru a putea modifica totuși parametrii modelului, este necesară utilizarea de componente din biblioteca BREAKOUT.LIB, așa cum am procedat la subcapitolul 5.2 – Traductor termorezistiv în punte.

1. Înlocuiți rezistențele  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  și  $R_e$  cu rezistențe de tip Rbreak din biblioteca BREAKOUT, cărora le atribuiți aceleași valori ca în schema originală.
2. Selectați rezistența  $R_1$ .
3. În meniul *Edit* selectați *PSpice Model*.
4. În fereastra de editare a modelului (figura 5.60), înlocuiți în instrucțiunea *.model*, câmpul *Rbreak* cu *R1*.
5. Adăugați cuvântul cheie DEV la sfârșitul instrucțiunii, urmat de valoarea toleranței, 5%, ca mai jos:

```
.model R1 RES R=1 DEV 5%
```

6. Apăsați butonul *Save* și închideți editorul de modele.
7. Faceți același lucru cu rezistențele  $R_2$ ,  $R_3$  și  $R_e$ .



**Figura 5.60**

### **Analiza Monte Carlo**

În cadrul analizei Monte Carlo, se reiau analizele specificate (.DC, .AC, .TRAN) cu valori arbitrare ale componentelor din circuit în marja toleranțelor atribuite, după o anumită distribuție statistică, după care se trag concluzii în

privața influenței variației acestor valori asupra mărimii de ieșire din circuit prin evaluarea unei funcții (vezi Analiza Monte Carlo § 3.5.4.1)

8. Deschideți profilul de simulare al analizei în frecvență.
9. În secțiunea *Options* bifați *Monte Carlo/Worst Case*.
10. Selectați *Monte Carlo*.
11. În *Output variable* scrieți mărimea de ieșire  $V(5)$  pentru care vom realiza analiza Monte Carlo.
12. Setați *Number of runs* = 5 (figura 5.61).

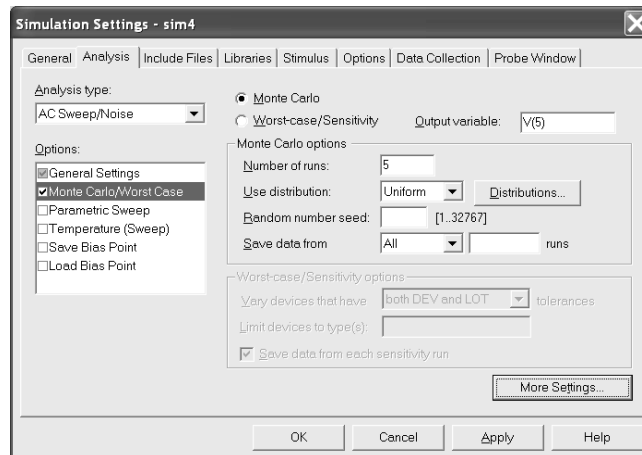


Figura 5.61. Fereastra de fixare a parametrilor analizei Monte Carlo



Conform acestei specificații, programul rulează o primă analiză în frecvență cu valorile nominale ale tuturor componentelor, iar celelalte 4 rulări vor fi efectuate cu valori aleatoare ale componentelor cuprinse în domeniul toleranței impuse. Toate rezultatele celor 5 rulări vor fi salvate atât în fișierul **.dat** pentru afișarea datelor sub formă de undă cât și în fișierul de ieșire **.out**, unde va fi tipărit un raport.

13. Apăsați butonul *More Settings*.
14. În fereastra nou deschisă bifați *List model parameter....*
15. Lăsați selectorul *Find*: pe *YMAX*.

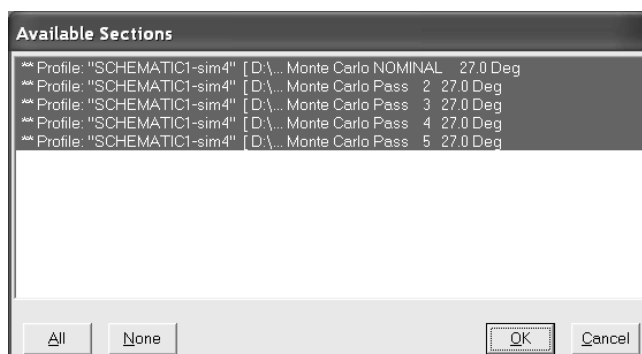


În raportul final al analizei Monte Carlo, care va fi disponibil în fișierul de ieșire **.out**, datele pot fi comprimate sub forma unei funcții de ieșire care indică modul de variație a mărimii de ieșire față de valoarea nominală. Această funcție poate fi setată din selectorul *Find*: a ferestrei deschise mai sus și poate fi de tipurile prezentate în tabelul 5.6.

**Tabelul 5.6**

<b>Funcția</b>	<b>Semnificație</b>
YMAX	Găsește cea mai mare diferență a fiecărei forme de undă față de nominal.
MAX	Găsește valoarea maximă a fiecărei forme de undă
MIN	Găsește valoarea minimă a fiecărei forme de undă
RISE_EDGE	Găsește prima trecere a formei de undă peste un anumit prag în sens crescător
FALL_EDGE	Găsește prima trecere a formei de undă sub un anumit prag în sens descrescător

16. Apăsați *OK* pentru ambele ferestre.
17. Rulați analiza. La sfârșitul rulării, se va deschide în *Probe* fereastra cu secțiunile disponibile, corespunzătoare celor 5 rulări ale analizei Monte Carlo, ca în figura 5.62.
18. Selectați toate secțiunile și apăsați *OK*.
19. Vizualizați în *Probe* dispersia caracteristicilor de frecvență de la valoarea nominală datorită toleranței celor 4 rezistențe.

**Figura 5.62**

20. Pentru a vedea cât este această dispersie și dacă se încadrează în performanțele pe care le dorim, vom urmări în fișierul de ieșire rezultatele analizei Monte Carlo. Deschideți fișierul de ieșire .OUT din *Probe* selectând din meniul *View – Output File*. Veți observa marcat în fișier fiecare pas al analizei, indicându-se valorile celor 4 rezistențe luate aleatoriu după o distribuție normală în intervalul  $R \pm 5\%$ , împreună cu tensiunile nodale, curenții prin surse și puterea totală disipată. În final se evaluează funcția de ieșire YMAX pentru fiecare rulare, se listează aceste valori în ordine descrescătoare și se estimează deviația medie și abaterea standard a rezultatelor față de nominal tipărindu-se un raport de forma celui de mai jos:



## MONTE CARLO SUMMARY

\*\*\*\*\*

Mean Deviation = .0374

Sigma = .0825

RUN	MAX DEVIATION FROM NOMINAL
Pass 4	.1033 (1.25 sigma) higher at F = 239.8800E+03 (108.52% of Nominal)
Pass 5	.1032 (1.25 sigma) lower at F = 251.1900E+03 (91.487% of Nominal)
Pass 3	.0873 (1.06 sigma) higher at F = 234.4200E+03 (107.2 % of Nominal)
Pass 2	.0623 (.76 sigma) higher at F = 229.0900E+03 (105.14% of Nominal)

21. Rulați analiza Monte Carlo și pentru analiza de regim tranzitoriu, în cazul în care  $V_{in} = 50$  mV. Observați cum se modifică forma și amplitudinea curbelor de ieșire la fiecare rulare.

### **Analiza cazului cel mai defavorabil (Worst Case)**

Analiza cazului cel mai defavorabil se utilizează pentru găsirea celei mai defavorabile variații a mărimii de ieșire investigate atunci când componentele cărora li s-au atribuit toleranțe au variații spre valorile maxime ale intervalelor (vezi analiza *WCASE* § 3.5.4.2). De exemplu, dacă 3 rezistențe,  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$  au toleranțe de 10 %, atunci analiza Worst Case găsește combinația valorilor acestor rezistențe care duce spre abaterea cea mai mare a mărimii de ieșire de la cazul nominal. Criteriul de căutare a abaterii este definit de aceleași funcții de ieșire ca și la analiza Monte Carlo, date în tabelul 5.6. Întâi se realizează analiza pentru valorile nominale ale componentelor, după care se realizează multiple analize de sensibilitate prin variația pe rând a valorii câte unei componente, înregistrându-se variația funcției de ieșire în direcția *mai bun* sau *mai rău*. În final se rulează cazul cel mai defavorabil, în care toate componentele își modifică valoarea în direcția *mai rău* în limitele maxime ale toleranțelor. Rezultatele sunt stocate în fișierul *.DAT* numai pentru cazul nominal și pentru cazul cel mai defavorabil pentru a fi vizualizate în *Probe*, și în fișierul de ieșire *.OUT* sub forma unui sumar al analizelor de sensibilitate și a unui raport al analizei cazului celui mai defavorabil.

22. Deschideți profilul de simulare al analizei în frecvență.
23. În secțiunea *Options* bifați *Monte Carlo/Worst Case*.
24. Selectați *Worst-case/Sensitivity*.
25. În *Output variable* scrieți mărimea de ieșire  $V(5)$  pentru care vom realiza analiza Worst Case.
26. Vom utiliza ca funcție de ieșire tot *YMAX*, selectabilă apăsând butonul *More Settings*.
27. Apăsați *OK*.
28. Rulați analiza. În urma analizei se va deschide, ca și la Monte Carlo, fereastra de selectare a secțiunilor.
29. Selectați toate secțiunile și vizualizați în *Probe* forma de undă a cazului nominal și a cazului cel mai defavorabil.

30. Deschideți fișierul de ieșire și urmăriți modul de afișare a rezultatelor simulării. Se dau detalii privitoare la analizele de sensibilitate pentru fiecare din cele 4 rezistențe, după care se furnizează un sumar al analizelor de sensibilitate și un raport al analizei cazului cel mai defavorabil, ca mai jos:

#### SENSITIVITY SUMMARY

\*\*\*\*\*

Mean Deviation = -9.3579E-06

Sigma = 1.0657E-03

RUN MAX DEVIATION FROM NOMINAL

R\_R3 R3 R 1.1317E-03 (1.06 sigma) higher at F = 38.9050E+03  
(.9335% change per 1% change in Model Parameter)  
R\_RE RE R 1.0885E-03 (1.02 sigma) lower at F = 85.1140E+03  
(.8979% change per 1% change in Model Parameter)  
R\_R1 R1 R 1.0587E-03 (.99 sigma) lower at F = 251.1900E+03  
(.8733% change per 1% change in Model Parameter)  
R\_R2 R2 R 978.1100E-06 (.92 sigma) higher at F = 794.3300E+03  
(.8068% change per 1% change in Model Parameter)

#### WORST CASE ALL DEVICES

\*\*\*\*\*

Device	MODEL	PARAMETER	NEW VALUE
R_Re	Re	R	.95 (Decreased)
R_R1	R1	R	.95 (Decreased)
R_R3	R3	R	1.05 (Increased)
R_R2	R2	R	1.05 (Increased)

#### WORST CASE SUMMARY

\*\*\*\*\*

Mean Deviation = .2292

Sigma = 0

RUN MAX DEVIATION FROM NOMINAL

WORST CASE ALL DEVICES

.2292 higher at F = 295.1200E+03 (118.91% of Nominal)



Din inspecția fișierului de ieșire, se constată că, în cazul cel mai defavorabil,  $V(5)$  se modifică cu aproximativ 18 % față de cazul nominal, când  $R_2$  și  $R_3$  cresc cu 5 % și  $R_1$  și  $R_c$  scad cu 5 %. Influența cea mai mare o au rezistența de termocompensare,  $R_c$  și rezistența  $R_3$ , după care s-a trasat dreapta de sarcină și s-a calculat punctul static de polarizare. În concluzie, toleranța de 5% a rezistențelor provoacă variații inacceptabile ale tensiunii de ieșire din amplificator, drept pentru care va trebui să utilizăm rezistențe de precizie mai bună.

31. Realizați analiza Worst Case și pentru analiza de regim tranzitoriu. Observați în *Probe* și în fișierul de ieșire abaterile formei și amplitudinii semnalului de ieșire de la valoarea nominală.

## 5.10. Amplificatoare operaționale

### Scopul lucrării

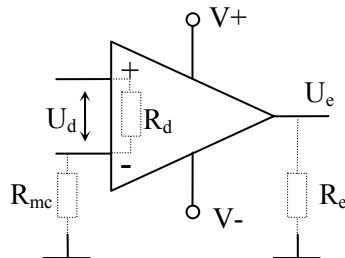
În această secțiune vom studia modul de utilizare a amplificatoarelor operaționale (AO) în programul PSpice. Vom trasa caracteristicile de bază ale AO în buclă deschisă și în diverse configurații uzuale, după care vom exemplifica utilizarea lor în câteva aplicații de tip amplificator de instrumentație și filtru activ.

În figura 5.63 este reprezentat un AO ideal, la care sunt specificați unii parametri de bază. În curent continuu, ecuația de funcționare a unui AO ideal este dată de relația:

$$U_e = A_0 U_d \quad (5.42)$$

unde  $A_0$  este amplificarea în buclă deschisă,  $U_e$  este tensiunea de ieșire, iar  $U_d$  este tensiunea diferențială de intrare.

În figura 5.63,  $R_d$  reprezintă *rezistența diferențială de intrare*,  $R_{mc}$  este *rezistența de mod comun*, iar  $R_e$  este *rezistența de ieșire*.



**Figura 5.63.** Reprezentarea schematică a unui AO ideal

Un AO real prezintă abateri de la comportarea ideală. În primul rând, datorită nesimetriei etajului diferențial de intrare, dacă tensiunea diferențială de la intrare este zero (intrările sunt legate împreună la masă), se constată că tensiunea de ieșire este diferită de zero chiar dacă, conform relației (5.42), ea ar trebui să fie nulă.

Definim *tensiunea de decalaj (offset)* tensiunea care aplicată intrării, face ca ieșirea AO să ia valoarea zero. De asemenea, dacă se leagă ambele intrări împreună la o tensiune relativ ridicată față de masă (de ordinul volților), se constată că se obține o tensiune la ieșire diferită de zero, chiar în condițiile în care offsetul este compensat. Tensiunea comună aplicată intrărilor se numește *tensiune de mod comun*, iar capacitatea circuitului de a elimina influența acestei tensiuni asupra ieșirii se numește *rejecție a modului comun*.

În instrumentația de măsură și control, AO joacă un rol foarte important. Practic, nu există aparat de măsură care să nu necesite amplificarea semnalului de

măsurat. În instrumentația de măsură, amplificatoarele trebuie să respecte niște condiții speciale, întrucât de calitățile lor depinde în mod direct calitatea măsurării. Un amplificator special de instrumentație trebuie să respecte așadar următoarele condiții:

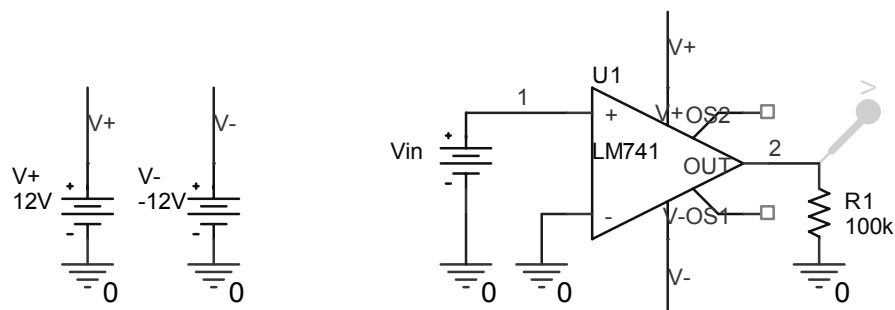
- amplificarea riguros constantă pe toată banda de trecere a amplificatorului și de valoare bine cunoscută și, dacă este posibil, reglabilă
- rezistențele (impedanțele) de intrare, atât diferențiale cât și de mod comun să fie de valori cât se poate de mari
- rezistența (impedanța) de ieșire să fie de valori cât mai mici
- offset cât mai redus
- rejecție a modului comun ridicată
- zgomot redus

Pspice are în biblioteca proprie OPAMP.LIB cele mai cunoscute modele de AO, ele având denumiri generice recunoscute de producătorii internaționali. Există însă incluse numeroase alte biblioteci proprii ale unor producători renumiți cum ar fi: Analog Devices (ANLG\_DEV.LIB), Burr-Brown (BURR\_BRN.LIB), Comlinear (COMLINR.LIB), Elantec (ELANTEC.LIB), Harris (HARRIS.LIB), Texas Instruments (TEX\_INST.LIB), etc. Se poate de asemenea descărca de pe siturile Internet ale producătorilor, modelele PSpice ale componentelor, în format text, care pot fi ulterior incluse în bibliotecile proprii de lucru.

În aplicațiile următoare vom realiza testarea unui AO de tip LM741 pe care-l găsiți în biblioteca OPAMP.LIB.

### 5.10.1. Testarea AO în buclă deschisă

Pentru testarea funcționării și trasarea caracteristicilor unui AO în buclă deschisă, vom utiliza schema din figura 5.64. Vom determina prin simulare în PSpice următorii parametri ai amplificatorului LM741:



**Figura 5.64.** Schema de test a unui AO în buclă deschisă

- amplificarea în buclă deschisă
- tensiunea de decalaj

- rezistențele de intrare și de ieșire
- viteza de răspuns ("slew-rate")
- raportul de rejecție a modului comun

### Amplificarea în buclă deschisă

1. Deschideți biblioteca *Opamp.lib*, căutați modelul amplificatorului LM741 și studiați-l. Observați că un AO este modelat ca un subcircuit ce conține elemente pasive, active, surse independente și comandate. Introduceți modelul în biblioteca personală *Mylib.lib*.
2. Căutați pe Internet foaia de catalog a circuitului LM741 și studiați-i caracteristicile și parametrii electrici.
3. Într-un proiect nou, desenați circuitul din figura 5.64.
4. Rulați o analiză de curent continuu (*DC Sweep*) pentru o variație a tensiunii de intrare  $V_{in}$  cuprinsă între  $-100 \mu\text{V}$  și  $100 \mu\text{V}$ , cu pas de  $0,1 \mu\text{V}$ . Trebuie să obțineți imaginea din figura 5.65.

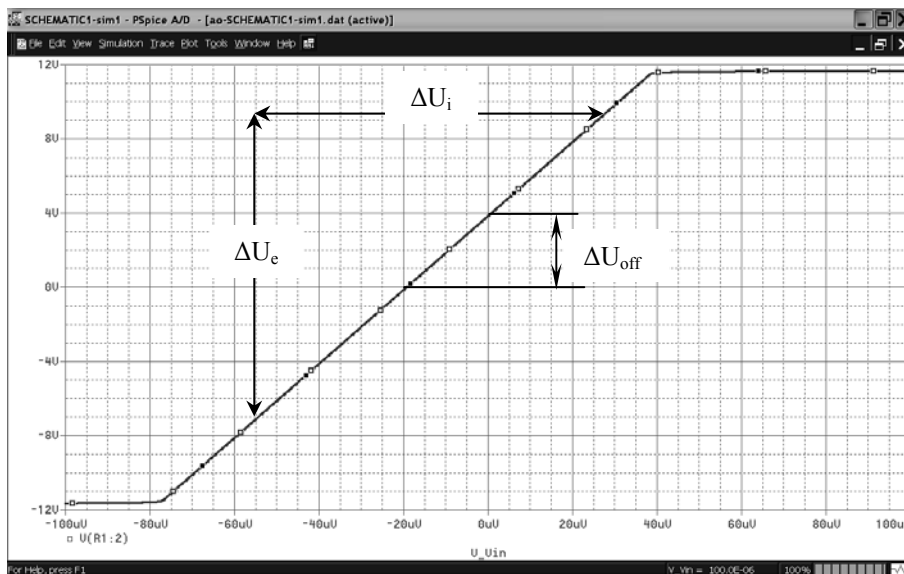


Figura 5.65

5. Determinați, măsurând mărimile  $\Delta U_e$  și  $\Delta U_i$  cu ajutorul celor două cursoare, amplificarea în buclă deschisă, cu relația:

$$A_0 = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_i} \quad (5.43)$$

unde  $\Delta U_e$  reprezintă excursia tensiunii de ieșire ( $V(2)$ ) corespunzătoare tensiunii diferențiale de intrare  $\Delta U_i$ . Trebuie să obțineți  $A_0$  în jurul valorii de 200.000, care este în concordanță cu datele de catalog ale circuitului LM741.

### **Tensiunea de decalaj**

6. Măsurăți tensiunea de ieșire  $\Delta U_{off}$  corespunzătoare intrării  $V_{in} = 0$  și calculați tensiunea de decalaj de la intrare ca raportul:

$$U_d = \frac{\Delta U_{off}}{A_0} \quad (5.44)$$

7. Vom determina acum caracteristicile de semnal mic ale circuitului, în urma cărora vom determina amplificarea în curent continuu, rezistențele de intrare și de ieșire. Creați un profil nou de simulare.

### **Analiza de semnal mic**

8. Selectați tipul de analiză *Bias Point*.
9. Bifați *Calculate small-signal DC gain (.TF)*.
10. Specificați sursa de intrare față de care se face analiza  $V_{in}$ .
11. Specificați variabila de ieșire  $V(2)$ .
12. Apăsăți *OK*.
13. Rulați analiza.
14. Vizualizați rezultatul analizei, care se găsește în fișierul de ieșire .OUT.

```
**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V(2)/V_Vin = 1.993E+05
INPUT RESISTANCE AT V_Vin = 9.963E+05
OUTPUT RESISTANCE AT V(2) = 1.518E+02
```



Parametrul  $V(2)/V_{Vin}$  este funcția de transfer (*Transfer Function – TF*) în curent continuu, care trebuie să rezulte egală cu amplificarea în buclă deschisă calculată cu relația (5.43). Observați de asemenea valoarea ridicată a rezistenței de intrare și valoarea redusă a rezistenței de ieșire.

### **Viteza de răspuns**

15. Pentru măsurarea vitezei de răspuns (*Slew Rate*), modificați sursa de intrare  $V_{in}$  astfel încât să furnizeze un semnal treaptă cu întârziere de 1 ms și amplitudine de 100  $\mu V$ .
16. Realizați o analiză de regim tranzitoriu .TRAN între 0 și 30 ms și vizualizați forma de undă a tensiunii de intrare,  $V(1)$  și cea a tensiunii de ieșire,  $V(2)$  (figura 5.66).

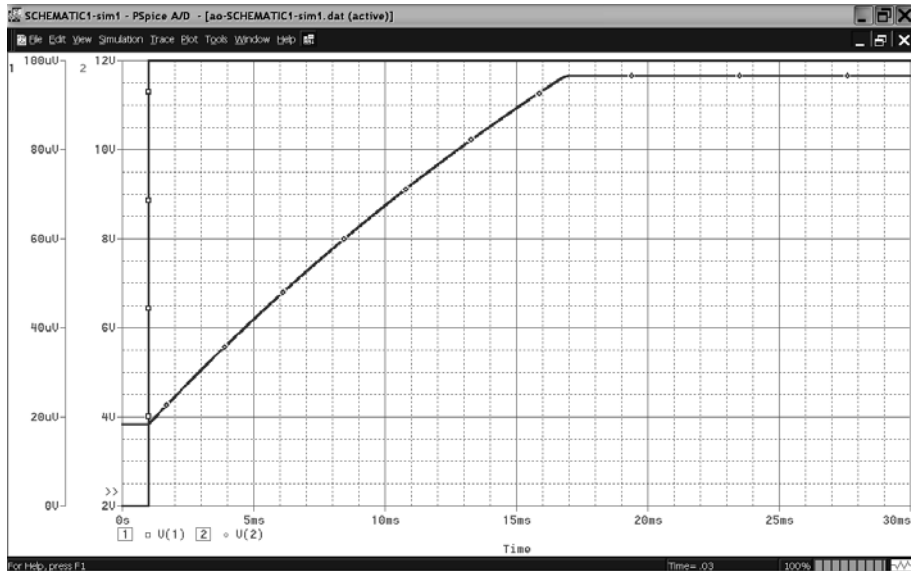


Figura 5.66

17. Calculați viteza de răspuns (*Slew Rate*) cu relația:

$$SR = \frac{\Delta U_e}{\Delta t} \left[ \frac{V}{\mu s} \right] \quad (5.45)$$

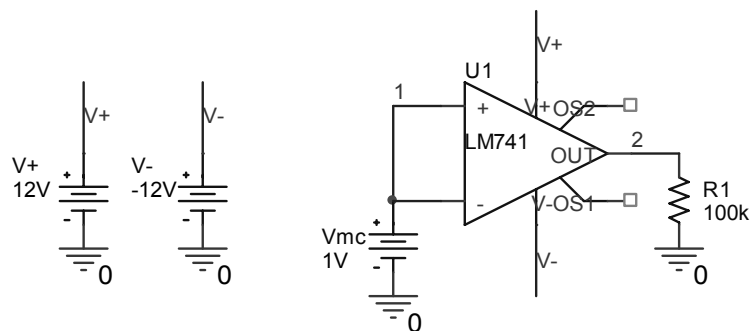
### Rejecția modului comun

*Tensiunea de mod comun* reprezintă o tensiune aplicată concomitent ambelor intrări ale unui AO. La un AO real se constată că, deși intrările sunt legate împreună, deci tensiunea diferențială de intrare este nulă, în prezența unei tensiuni de mod comun ridicate ieșirea AO este diferită de zero, fapt datorat nesimetriei etajului diferențial de intrare. Raportul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de mod comun corespunzătoare aplicată la intrare definește *amplificarea de mod comun*,  $A_{mc}$ . Capacitatea amplificatorului de a elimina această tensiune parazită este dată de *raportul de rejecție a modului comun*, *RRMC*, definit prin relația:

$$RRMC[dB] = 20 \lg \frac{A_0}{A_{mc}} \quad (5.46)$$

Pentru determinarea prin simulare a acestui parametru, vom utiliza schema din figura 5.67.

18. Legați împreună intrările circuitului și adăugați sursa  $V_{mc}$ , care furnizează tensiunea de mod comun.

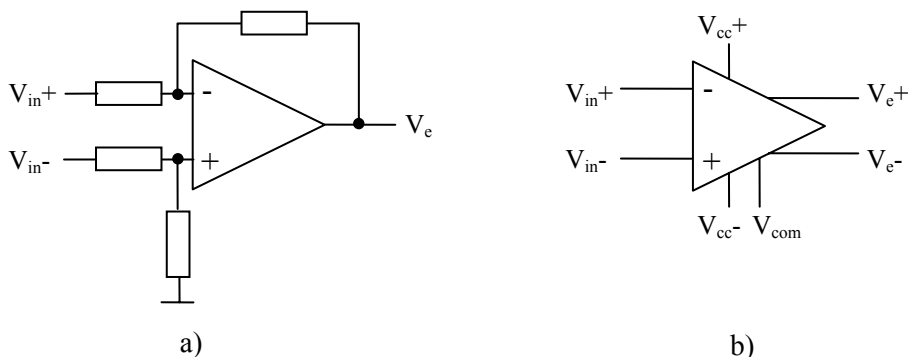


**Figura 5.67.** Schema de determinare a parametrului RRMC

19. Realizați o analiză de c.c. cu  $V_{mc}$  variind între 0 și 4 V.
20. Trasați în *Probe* caracteristica  $V(2)(V_{mc})$ .
21. Determinați valoarea amplificării de mod comun  $A_{mc}$  utilizând relația (5.43).
22. Calculați RRMC cu relația (5.46). Trebuie să obțineți în jur de 90 dB.

### 5.10.2. Importarea unor modele de AO de la producători

În această secțiune vom exersa modul în care se poate face importarea unor modele Pspice de pe paginile web ale unor producători de componente electronice. Producătorul ales va fi Texas Instruments, iar componenta a cărei model îl vom importa este amplificatorul operațional THS4131. Acesta este un amplificator diferențial complet, de mare viteză și zgomot redus. Pentru o tensiune diferențială aplicată la intrare, acesta furnizează la ieșire tot o tensiune diferențială. Schema acestui amplificator este dată în figura 5.68.



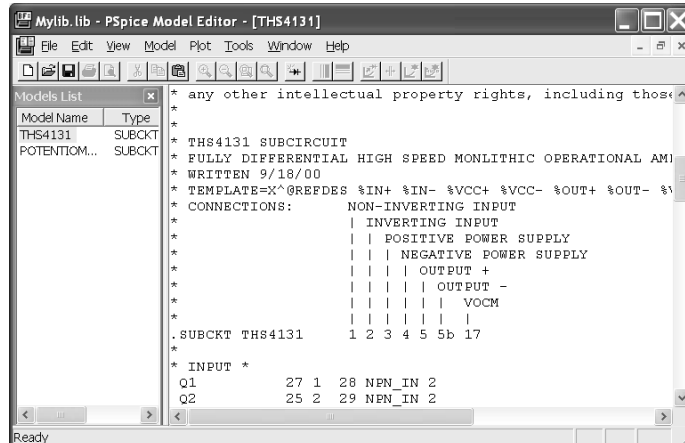
**Figura 5.68.** a) Amplificator diferențial simplu, b) amplificator diferențial complet



1. Deschideți într-un browser oarecare pagina web a producătorului Texas Instruments, *www.ti.com*.
2. În secțiunea *Search*, tastați THS4131 și apoi *Go*.
3. În fereastra deschisă, ce conține tabelul cu componentele găsite, apăsați pe linkul THS4131 de pe coloana *Part Number* a tabelului.
4. În noua fereastră studiați caracteristicile principale ale amplificatoarelor din familia THS41xx.
5. Salvați foaia de catalog a circuitului (data sheet) și studiați-i caracteristicile.
6. Apăsați pe linkul Technical Documents.
7. În fereastră veți găsi linkul THS413x PSpice Model. Faceți click pe acest link și salvați sub un nume convenabil fișierul cu modelul Pspice în folderul în care aveți biblioteca personală Pspice.
8. Fișierul salvat este o arhivă. Dezarhivați cele 4 fișiere ale arhivei în folderul cu biblioteca personală. Observați că unul din cele 4 fișiere este o bibliotecă de model cu extensia *.lib* (THS4131.LIB), care conține modelul componente, iar un alt fișier este o bibliotecă de simboluri cu extensia *.olb* (THS4131.OLB), care conține simbolul.

### **Importarea modelului Pspice**

9. Deschideți programul *PSpice Model Editor* din pachetul de programe Orcad, instalat pe calculator.
10. Deschideți biblioteca personală de modele (*Mylib.lib*), care ar trebui să conțină modelul potențiometrului și a celorlalte componente pe care le-ați salvat..
11. Apăsați *Model – Import*, după care selectați *Files of type – All files (\*.\*)* și faceți dublu click pe biblioteca *THS4131.lib*. În acest moment, modelul amplificatorului operațional THS4131 a fost inclus în biblioteca personală, așa cum este prezentat în figura 5.68. Studiați modelul și notați semnificația pinilor amplificatorului.



**Figura 5.68**



Nu există nici o legătură între numerele pinilor din model și numerele pinilor din foaia de catalog (data sheet). Deschideți foaia de catalog a circuitului THS4131 pe care ați salvat-o la punctul 5 și vedeți semnificația și numărul pinilor de pe capsulă.



Odată cu importarea modelului în biblioteca de modele, s-a creat automat și o schiță standard de simbol, pe baza configurației pinilor din instrucțiunea .SUBCKT care definește componenta.

**Tabelul 5.7**

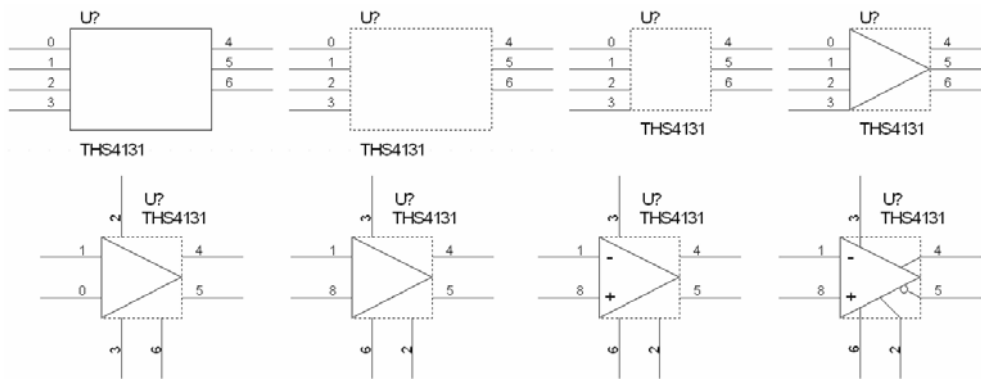
Nume pin din modelul Pspice	Număr pin din foaia de catalog	Semnificație
1	8	Intrare neinversoare
2	1	Intrare inversoare
3	3	Sursa de alimentare pozitivă Vcc+
4	6	Sursa de alimentare negativă Vcc-
5	4	Ieșire neinversoare
5B	5	Ieșire inversoare
17	2	Tensiunea de mod comun de ieșire $V_{ocm}$

### **Crearea simbolului**

Avem două posibilități de a realiza simbolul acestei componente: fie prin editarea lui de către utilizator, fie prin importarea din fișierul bibliotecă de simboluri propriu, salvat de pe pagina web a producătorului.

#### ***Editarea simbolului de către utilizator***

12. Din mediul *Capture*, selectați *File – Open* după care selectați fișierul personal bibliotecă de simboluri *Mylib.olb*.
13. În fereastra de management a bibliotecii *Mylib.olb* sunt afișate toate simbolurile componentelor găsite în bibliotecă. Faceți dublu click pe THS4131. S-a deschis fereastra de editare a simbolului.
14. Utilizând uneltele din meniul *Place* sau din bara de butoane rapide din partea dreaptă a ferestrei, executați pașii din figura 5.69.
  - a) În fereastra de editare selectați *Options – Part Properties – Pin Names Visible*, apoi în caseta *Implementation Path* selectați *False*. Am făcut să dispară numele pinilor din model, care ar fi aglomerat inutil simbolul.
  - b) Selectați și ștergeți dreptunghiul cu linie continuă. A rămas doar cadrul simbolului, care este un dreptunghi desenat cu linie întreruptă.
  - c) Redimensionați cadrul simbolului, ca în figură.
  - d) Utilizați unealta de trasare linii pentru desenarea triunghiului.
  - e) Mutați pinii și eticheta în pozițiile indicate. Intrările vor fi pe partea stângă, ieșirile pe partea dreaptă, alimentările sus și jos, iar pinul de mod comun, pe partea de jos.



**Figura 5.69.** Pașii necesari pentru elaborarea simbolului componentei THS4131 utilizând editorul de simboluri

- f) Editați **numărul** pinilor și tipul lor conform tabelului 5.7, prin realizarea unui dublu click pe fiecare pin. Nu ștergeți sau nu schimbați **numele** pinilor deoarece prin acestea se realizează legătura simbolului cu modelul. Pinul  $V_{ocm}$  este bidirecțional. Pini de alimentare sunt de intrare. Dacă se specifică *Power*, ei devin invizibili. Ceilalți pini sunt conform semnificației lor.
  - g) Adăugați cu unealta *Text* semnale „+” și „-” la intrări.
  - h) Utilizați unelte de trasare a liniei și cercuri pentru finalizarea simbolului.
15. Salvați simbolul și închideți programul de editare a simbolului.

### **Importarea simbolului**

În cazul în care producătorul ne oferă și simbolul componentei prin fișierul \*.OLB ca în cazul de față, suntem scutiți de a mai realiza toți pașii necesari editării, cum am făcut mai sus. În acest caz este suficient de a copia simbolul din biblioteca componentei în biblioteca proprie.

16. Deschideți biblioteca *Mylib.olb* ca la punctul 12.
17. Deschideți fereastra de editare a simbolului THS4131.
18. Deschideți biblioteca THS4131.OLB.
19. Din această bibliotecă, deschideți de asemenea fereastra de editare a simbolului THS4131. În acest moment avem deschise cele două ferestre, una cu simbolul componentei în formă standard (fereastra 1), iar cealaltă cu simbolul componentei gata elaborat (fereastra 2), ca în figura 5.70.
20. În fereastra 1 ștergeți complet simbolul.
21. Selectați simbolul din fereastra 2 și copiați-l în clipboard (*Ctrl+C*).
22. Lipiți simbolul din fereastra 2 în fereastra 1.
23. Rescrieți numerele pinilor, care s-au pierdut prin copiere.
24. Salvați simbolul și închideți cele două biblioteci.

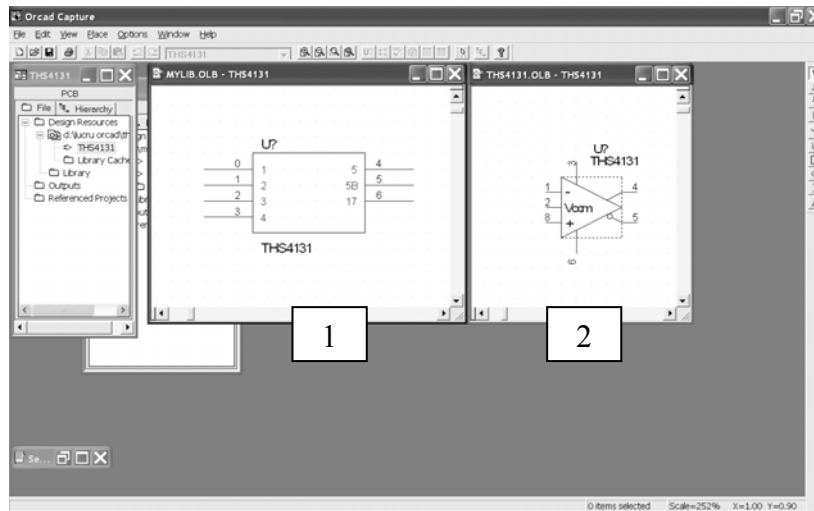


Figura 5.70

### Testarea modelului

Vom testa modelul amplificatorului operațional THS4131 pe care tocmai l-am importat de la producătorul Texas Instruments prin utilizarea lui în schema din figura 5.71.

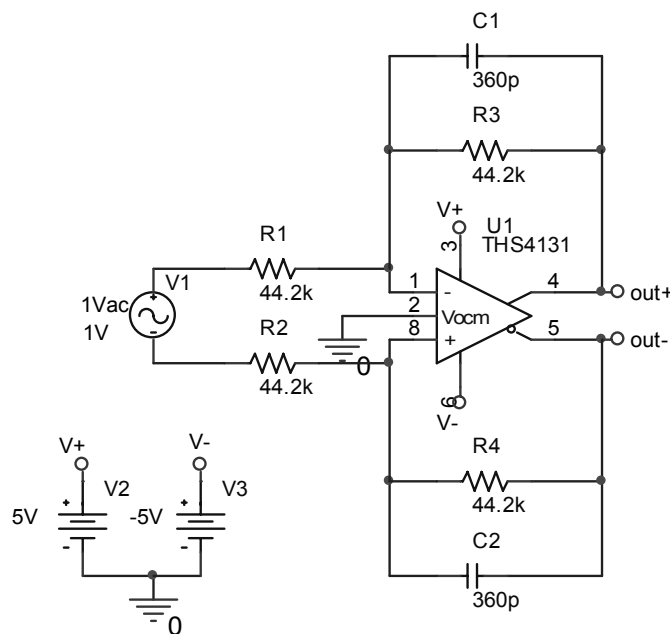


Figura 5.71. Schema de testare a amplificatorului THS4131

1. Într-un proiect nou, desenați schema din figura 5.71. Sursa V1 este de tip VAC.
2. Determinați amplificarea circuitului printr-o analiză în c.c. prin baleierea sursei V1 între 0 și 4 V. Determinați offsetul circuitului.



Înainte de rularea analizei, este necesar să introduceți biblioteca *Mylib.lib* în profilul de simulare, ca la subcapitolul 5.3.

3. Trasați caracteristicile de frecvență prin baleierea frecvenței între 1 Hz și 1 MHz. Determinați frecvența de tăiere a circuitului.
4. Determinați RRMC.
5. Determinați viteza și timpul de răspuns.

### 5.10.3. Testarea AO în conexiune inversoare

1. Determinați pentru circuitul din figura 5.72 amplificarea, tensiunea de decalaj, rezistențele de intrare și de ieșire și RRMC după modelul de la § 5.10.1.

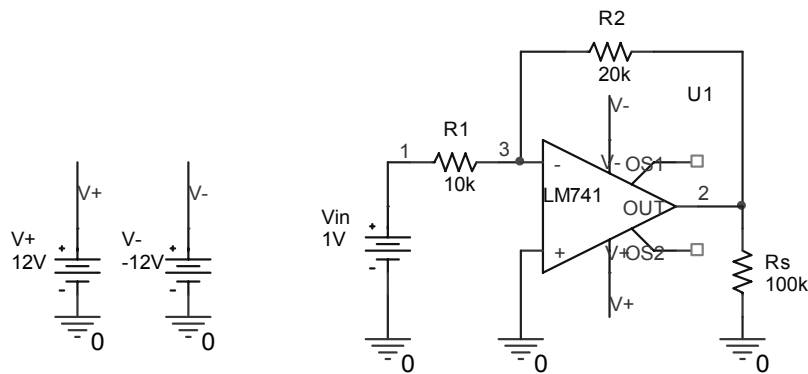


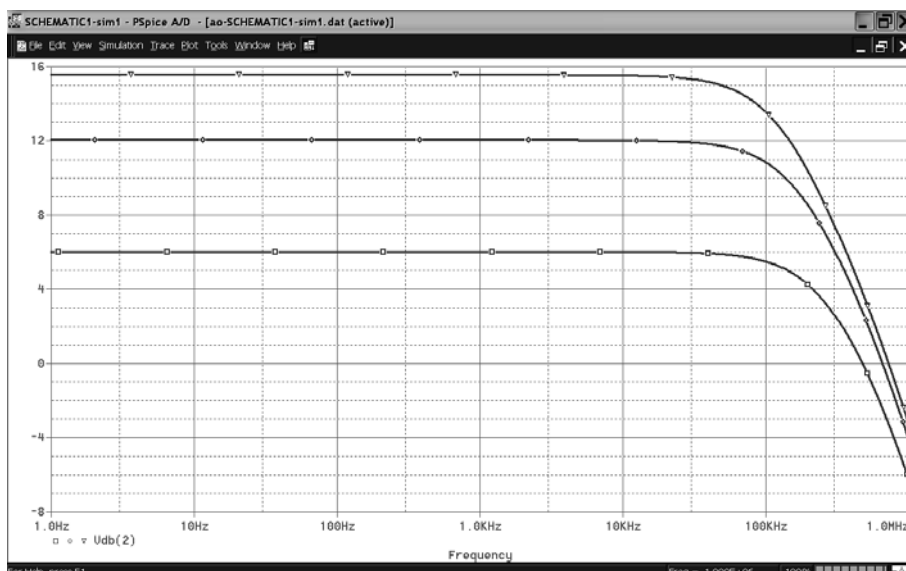
Figura 5.72. Schema de testare AO în conexiune inversoare

2. Verificați valabilitatea relației de calcul a amplificării:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5.47)$$

pentru diverse valori ale lui  $R_2$  (de ex.  $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $40 \text{ k}\Omega$ ,  $60 \text{ k}\Omega$ ), printr-o analiză parametrică.

3. Adăugați sursei  $V_{in}$  specificația de curent alternativ (AC) și realizați o analiză în frecvență între 1 Hz și 1 MHz pentru  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  și  $R_2 = 20, 40$  și  $60 \text{ k}\Omega$ .
4. Vizualizați caracteristicile de frecvență în fiecare caz (figura 5.73) și măsurați amplificările și frecvențele de tăiere. Determinați benzile de trecere în fiecare caz.



**Figura 5.73.** Caracteristicile amplitudine-frecvență pentru AO în conexiune inversoare

#### 5.10.4. Testarea AO în conexiune neinversoare

Includeți amplificatorul într-un montaj neinversor și procedați la fel ca la punctul anterior pentru determinarea amplificării și a celorlalți parametri. Trasați caracteristicile de frecvență și comparați caracteristicile fază-frecvență ale montajului în conexiune inversoare cu cele în conexiune neinversoare.

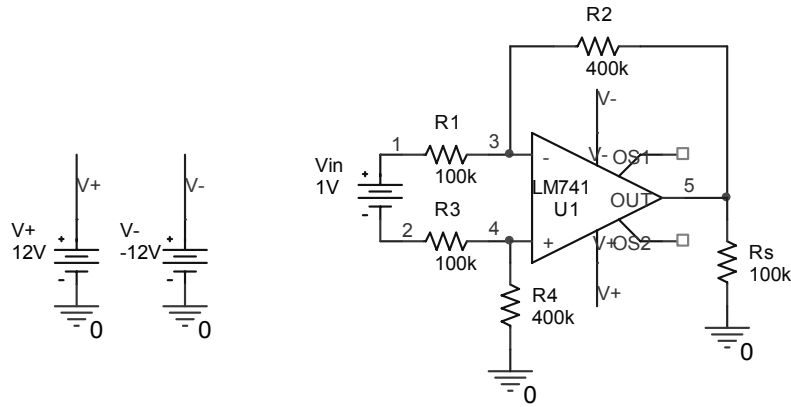
#### 5.10.5. Amplificator de instrumentație diferențial cu un AO

În construcția instrumentelor de măsură cu performanțe reduse, se utilizează destul de frecvent amplificatoare de instrumentație diferențiale realizate dintr-un singur AO, datorită simplității constructive a acestuia și a costului redus. Performanțele oferite de acest amplificator sunt însă destul de modeste din punct de vedere metrologic. Ne propunem în această aplicație să-i determinăm principalii parametri pentru a-i cunoaște limitările și cum ar trebui utilizat în mod eficient. Schema unui astfel de amplificator este dată în figura 5.74.

Este cunoscut faptul că amplificarea acestui montaj este dată de relația:

$$A = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.48)$$

cu condiția ca  $R_1 = R_3$  și  $R_2 = R_4$ .



**Figura 5.74.** Schema unui amplificator de instrumentație cu un AO

1. Pentru  $R_1 = R_3 = 100 \text{ k}\Omega$  și  $R_2 = R_4 = 400 \text{ k}\Omega$ , verificați relația de mai sus prin simulare în Pspice.
2. Stabiliți valoarea amplificării la 1000 ( $R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = R_4 = 1 \text{ M}\Omega$ ). Rulați o analiză .DC cu sursa de intrare variind între 0 și 1 mV.
3. Vizualizați în *Probe* curba de variație a tensiunii V(5) în funcție de Vin.
4. Determinați tensiunea de decalaj (offset) a amplificatorului.
5. Trasați dreapta care unește originea cu punctul de coordonate (1 mV, -1 V).

$$V = -1000 * V_{in} \quad (5.49)$$

Această dreaptă reprezintă de fapt funcția de transfer ideală în curent continuu a amplificatorului. Observați abaterea caracteristicii reale de la această caracteristică ideală, care se datorează în principal existenței offsetului.

6. Trasați evoluția erorii datorate offsetului, după relația:

$$e = \frac{V - V(5)}{V(5)} * 100 \quad (5.50)$$



Din inspecția caracteristicii erorii (figura 5.75), se constată o creștere accentuată a acesteia, în special la măsurarea tensiunilor continui mici. Erorile sunt mult mai reduse dacă amplificatorul funcționează în curent alternativ.

7. Înlocuiți sursa Vin cu o sursă de curent alternativ și rulați analiza în frecvență pentru domeniul de frecvențe 1 Hz – 100 kHz, având drept parametru amplitudinea sursei pentru valorile: 200  $\mu\text{V}$ , 400  $\mu\text{V}$ , 600  $\mu\text{V}$ , 800  $\mu\text{V}$  și 1 mV.
8. Vizualizați în *Probe* caracteristicile amplitudine-frecvență și măsurați în banda de trecere amplificarea după care calculați eroarea relativă față de amplificarea ideală (1000). Veți obține erori constante și mult mai reduse decât cele în curent continuu (în jur de 2 %). Determinați tot aici banda de trecere a amplificatorului.

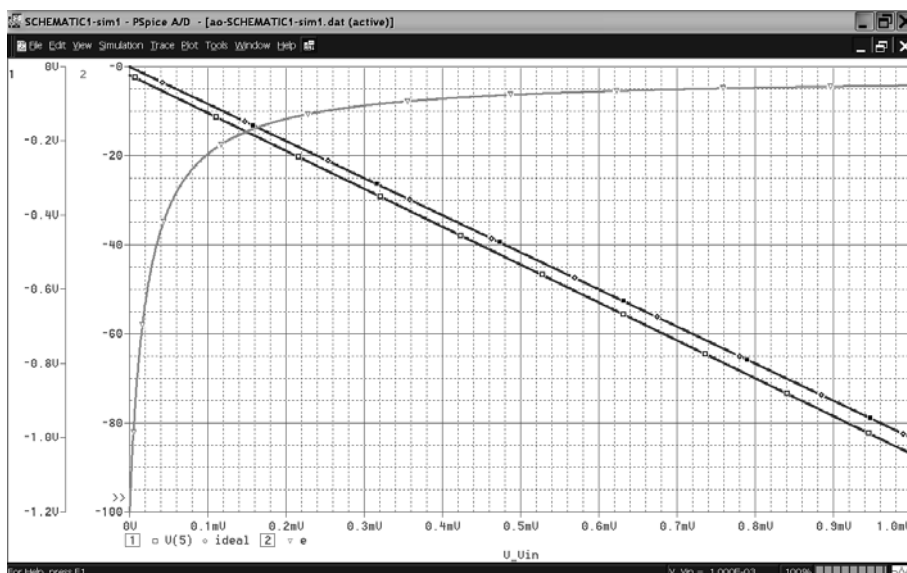


Figura 5.75

9. Determinați rezistențele de intrare și de ieșire și RRMC, urmând calea descrisă la § 5.10.1.
10. Determinați viteza de răspuns (*Slew-Rate*) a circuitului.
11. Completați în final tabelul 5.7.

Tabelul 5.7

Offset	Frecv. tăiere	$R_{in}$	$R_{out}$	RRMC	SR

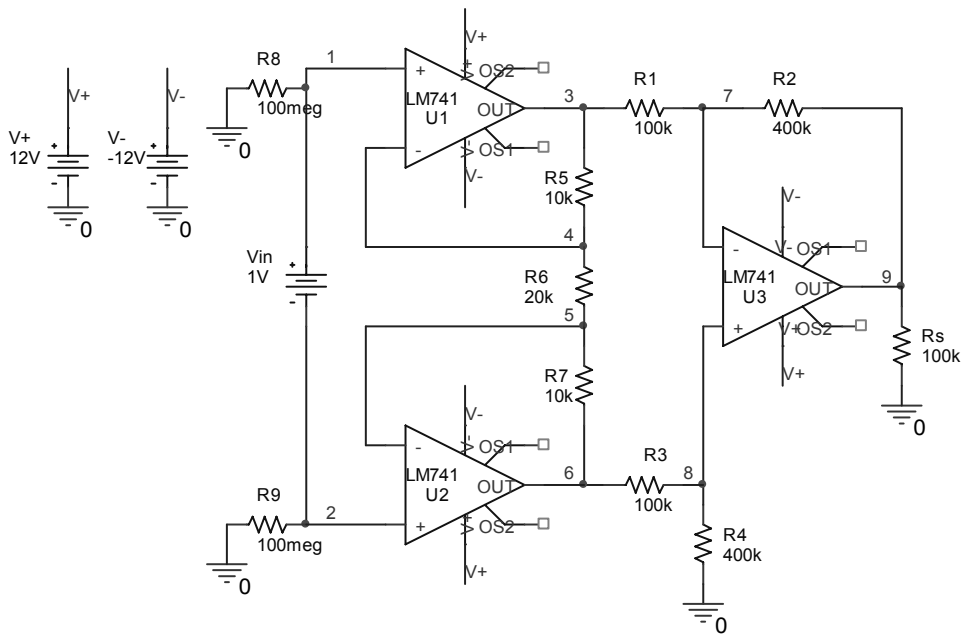


Se obțin așadar valori relativ reduse ale rezistenței de intrare și ale rejecției modului comun, factori care limitează aplicabilitatea acestui amplificator doar la instrumente puțin performante. De asemenea, se observă că modificarea amplificării se face prin manevrarea concomitentă a două rezistențe astfel încât acestea să rămână mereu egale ( $R_2$ , care trebuie să fie egală permanent cu  $R_4$ , de exemplu), lucru dificil de realizat practic. Calități superioare prezintă amplificatorul de instrumentație realizat cu trei AO, prezentat în continuare.

### 5.10.6. Amplificator de instrumentație diferențial cu trei AO

Schema acestui circuit este cea din figura 5.76. Circuitele AO1 și AO2 joacă rol de repetor de tensiune, având ca scop creșterea rezistenței de intrare a montajului.





**Figura 5.76.** Schema amplificatorului de instrumentație cu trei AO

Amplificarea este dată de relația:

$$A = \frac{R2}{R1} \left( 1 + 2 \frac{R5}{R6} \right) \quad (5.51)$$

cu  $R_1 = R_3$ ,  $R_2 = R_4$  și  $R_5 = R_7$ . Se constată că amplificarea  $A$  poate fi reglată doar din rezistența neîmperecheată  $R_6$ , fiind mai simplu de realizat tehnologic. De asemenea, datorită creșterii lui  $A$  față de montajul precedent cu factorul  $1 + 2 \frac{R5}{R6}$ , crește și valoarea raportului de rejecție a modului comun RRMC. Vom proba în continuare afirmațiile de mai sus prin simulare.

1. Într-un proiect nou, desenați schema din figura 5.76, cu următoarele valori ale elementelor de circuit:  $R_1 = R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = R_4 = 400 \text{ k}\Omega$ ;  $R_5 = R_7 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_6 = 20 \text{ k}\Omega$  și amplificatoarele de tipul LM741 din biblioteca personală (dacă a fost salvat anterior) sau din OPAMP.LIB.



Deoarece nodurile 1 și 2 sunt flotante (nu au legătură la masă), veți lega între aceste noduri și masă câte o rezistență de valoare foarte mare (100 M $\Omega$ ), care să nu influențeze funcționarea montajului, dar care să permită simularea.

2. Rulați o analiză în c.c. cu  $V_{in}$  variind între 0 și 1 V.
3. Determinați valoarea amplificării și a offsetului.

4. Rulați o analiză de tip .TF alegând pe  $V_{in}$  ca sursă de intrare și  $V(9)$  ca tensiune de ieșire și determinați rezistențele de intrare și de ieșire ale circuitului.
5. Rulați o analiză în frecvență între 100 Hz și 10 MHz și determinați banda de trecere a circuitului.
6. Aplicați la intrare o sursă de regim tranzitoriu în formă de treaptă cu amplitudinea de 0,5 V, rulați o analiză tranzitorie până la 50 ms și determinați viteza de răspuns.
7. Rulați o analiză de sensibilitate pentru  $V(9)$  și determinați elementele de circuit care au cea mai mare influență asupra ieșirii.
8. Legați intrările și aplicați o tensiune de mod comun de 5 V. Determinați RRMC pentru acest circuit.
9. Completați coloanele tabelului 5.7 cu parametri calculați și faceți o comparație cu valorile obținute în cazul amplificatorului cu un AO.  
Se observă o îmbunătățire semnificativă a rezistențelor de intrare și de ieșire, cât și a valorii RRMC.
10. Vom studia acum, prin analize statistice, efectul neîmperecherii perfecte a rezistențelor  $R_1 - R_3$ ,  $R_2 - R_4$ ,  $R_5 - R_7$ . Dați toleranțe de 5 % tuturor rezistențelor din circuit și realizați o analiză Monte Carlo pentru 5 rulări ale analizei .AC, cu funcția de ieșire YMAX. Citiți în fișierul de ieșire abaterea medie a ieșirii față de valoarea nominală.
11. Rulați analiza cazului cel mai defavorabil în aceleași condiții ca și analiza Monte Carlo. Observați care rezistențe produc variațiile cele mai importante ale lui  $V(9)$  (de ex.  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_6$ ). Determinați toleranța maximă a acestora astfel încât abaterea maximă a amplificării față de valoarea nominală să nu depășească 5 %.
12. Determinați parametri din tabelul 5.7 pentru temperaturile de 0 °C și 50 °C. Trageți în final concluzii în privința influenței temperaturii asupra performanțelor amplificatorului de instrumentație.

#### 5.10.7. Filtru activ Cebîșev

1. Într-un proiect nou, desenați schema filtrului activ de tip Cebîșev prezentată în figura 5.77. Valorile componentelor sunt următoarele:  $U_1$ ,  $U_2$  – LM108 (din biblioteca OPAMP.LIB,  $R_1 = R_4 = 6,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1,1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 18,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 870 \Omega$ ,  $R_6 = 22,1 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = C_3 = 10 \text{ nF}$ ,  $C_2 = C_4 = 1 \text{ nF}$ ,  $C_5 = C_6 = 30 \text{ pF}$ ,  $V_1$  – sursă AC.
2. Realizați o analiză în frecvență cu baleierea frecvenței între 10 Hz și 1 MHz.
3. Trasați caracteristica amplitudine – frecvență în valori absolute și în dB, considerând ca tensiune de ieșire din filtru  $V(\text{out})$ . Ce tip de filtru este?
4. Măsurați cu ajutorul cursoarelor frecvențele de tăiere, frecvența centrală și determinați banda de trecere a filtrului.

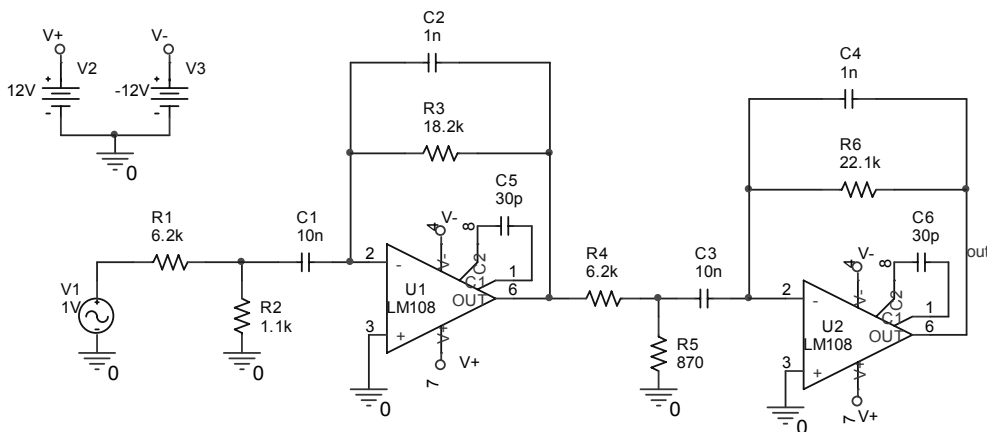


Figura 5.77. Schema filtrului Cebîșev

5. Determinați banda de trecere cu ajutorul funcțiilor „țintă” (*Goal Functions*) în modul următor:
  - a. În meniul *Probe* selectați *Trace – Goal Functions*.
  - b. În fereastra deschisă selectați *Bandwidth* după care apăsați butonul *Eval*.
  - c. Completați casetele *Name of trace to search = V(out)* și *dB level ... = 3*, ceea ce înseamnă că vom determina banda de trecere la 3 dB pentru ieșirea din filtru V(out) (figura 5.78).
  - d. Apăsați *OK*. Veți observa cum caracteristica este trasată automat în dB și pe caracteristică sunt indicate frecvențele de tăiere precum și valoarea benzii de trecere. Notați această valoare și confrunțați cu valoarea obținută prin măsurare.

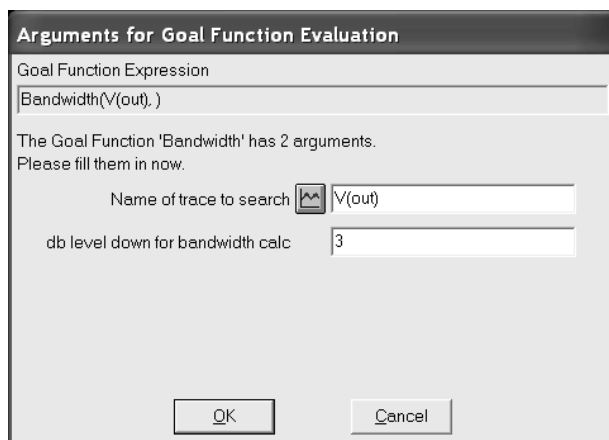


Figura 5.78. Fereastra de editare a argumentelor funcțiilor țintă



In acest mod se pot evalua un număr mare de funcții prin accesarea meniului *Goal functions* sau meniul *Eval goal functions*. Determinați în același mod frecvența centrală și valoarea maximă a amplificării filtrului, corespunzătoare frecvenței centrale. Studiați și celelalte funcții țintă disponibile.

6. Înlocuiți condensatoarele  $C_2$  și  $C_4$  cu condensatoare  $C_{break}$  și atribuiți-le toleranța de 2 %.
7. Rulați o analiză Monte Carlo cu 10 rulări și determinați dispersia benzii de trecere, a frecvenței centrale și a amplificării.
8. Rulați o analiză a cazului cel mai defavorabil și determinați abaterea maximă a celor trei parametri față de cazul nominal.
9. Înlocuiți sursa AC cu o sursă de tip PULSE convenabilă și determinați timpul de răspuns al filtrului.
10. Ajustați componentele filtrului astfel încât să obțineți o amplificare de 0 dB ( $V(out) = 1 V$ ) corespunzătoare unei frecvențe centrale a filtrului de 10 kHz.

## APLICAȚII COMPLEXE

### Scopul lucrării

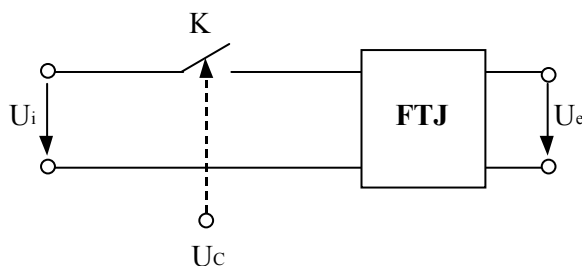
In acest capitol vom exersa cunoștințele și abilitățile obținute în capitolele anterioare în lucrul cu programul PSpice prin simularea unor circuite complexe, utilizate în instrumentația de măsură și control.

### 6.1. Detectorul sincron

Detecția sincronă este o metodă des întâlnită în construcția microvoltmetrelor de curent alternativ, prin care semnalul util este extras din masa de perturbații și zgomote și măsurat cu precizie. Principiul acestei metode constă în selectarea din semnalul de intrare, perturbat, numai a acelor componente care au aceeași frecvență și fază cu un semnal de referință. Celelalte componente apar la ieșirea detectorului sincron cu faze variabile în timp care, după medierea în timp, sunt cu atât mai atenuate cu cât variația fazei este mai rapidă. Cel mai simplu detector sincron este un comutator comandat de către un semnal cu frecvență constantă  $f_c$  succedat de un filtru trece jos (figura 6.1).

Comutatorul lasă să treacă spre filtru porțiuni din semnal determinate de unghiul de defazaj  $\varphi$  dintre semnalul de intrare și cel de comandă și de timpul cât stă deschis comutatorul. Dacă  $u_i = U_{i\max} \sin(\omega t + \varphi)$  este semnalul de intrare,  $\varphi$  este unghiul de defazaj dintre acesta și tensiunea de comandă  $u_c$  iar tensiunea de comandă este dreptunghiulară cu factor de umplere 0,5 și de aceeași frecvență cu semnalul de intrare, atunci tensiunea de ieșire din filtru are forma:

$$U_e = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_{i\max} \sin(\omega t + \varphi) dt = \frac{2}{\pi} U_{i\max} \cos \varphi \quad (6.1)$$



**Figura 6.1.** Schema de principiu a unui detector sincron

În cazul în care tensiunea este periodică și nesinusoidală, aceasta se poate descompune în serie Fourier sub forma:

$$u_i = \sum_{k=1}^{\infty} U_{k \max} \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (6.2)$$

unde  $U_{k \max}$  și  $\varphi_k$  sunt respectiv amplitudinile și fazele armonicilor. Tensiunea de ieșire din filtru va avea expresia:

$$U_e = \frac{2}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \int_0^{\frac{T}{2}} U_{k \max} \sin(k\omega t + \varphi_k) dt = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_{k \max} \cos \varphi_k}{k} [1 - (-1)^k] \quad (6.3)$$

sau

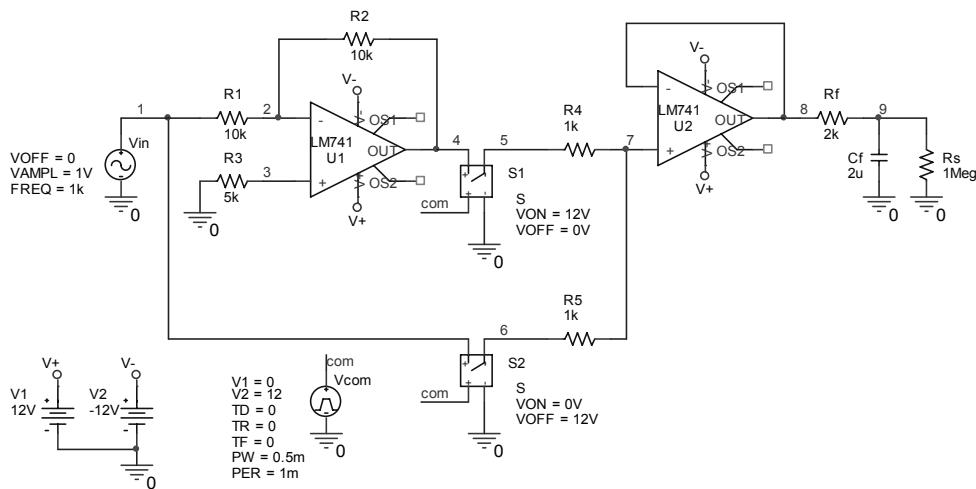
$$U_e = \frac{2}{\pi} \left( U_{1 \max} \cos \varphi_1 + \frac{1}{3} U_{3 \max} \cos \varphi_3 + \frac{1}{5} U_{5 \max} \cos \varphi_5 + \dots \right) \quad (6.4)$$

Se observă că detectorul sincron elimină armonicile pare și atenuază armonicile impare proporțional cu rangul lor. Existența totuși într-o anumită măsură a influenței armonicilor impare în semnalul de ieșire reprezintă o deficiență a principiului detecției sincrone, care se înlătură dacă amplificatorul ce precede detectorul sincron este selectiv.

Dacă frecvența de comandă  $f_c$  este diferită de frecvența fundamentalei semnalului de intrare, răspunsul detectorului sincron conține componente alternative de frecvențe egale cu combinații liniare de forma  $|f_1 \pm f_c|$ ,  $|f_1 \pm 3f_c|$ ,  $|f_1 \pm 5f_c|$ , etc. care sunt eliminate practic de filtrul trece jos, dacă aceste frecvențe sunt mai mari decât  $1/\tau$ ,  $\tau$  fiind constanta de timp a filtrului.

Vom studia în continuare funcționarea unui detector sincron bialternanță pentru diferite semnale aplicate la intrare și în diferite regimuri de funcționare.

Schema detectorului sincron va fi cea din figura 6.2.



**Figura 6.2.** Schema unui detector sincron

Amplificatorul U1 are rolul de a inversa cu  $180^\circ$  faza semnalului furnizat de sursa de intrare  $V_{in}$ , iar U2 este sumatorul semnalelor direct și inversat. Comutatoarele S1 și S2 sunt comandate în contratiimp de către sursa de comandă  $V_{com}$ .  $R_f - C_f$  este filtrul trece jos, iar  $R_s$  rezistența de sarcină, de pe care se preia tensiunea de ieșire.

1. Într-un proiect nou, desenați schema detectorului sincron din figura 6.2, cu următoarele valori ale elementelor componente:  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = R_5 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_f = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $C_f = 2 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $R_s = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $U_1 = U_2 = \text{LM741}$ . S1 și S2 sunt două comutatoare comandate în tensiune preluate din biblioteca ANALOG.LIB.  $V_{on}$  și  $V_{off}$  sunt tensiunile de comandă pentru starea ON și starea OFF a comutatoarelor. Comanda comutatoarelor în antifază se realizează prin inversarea tensiunilor pentru cele două stări ale comutatoarelor, adică tensiunea necesară unui comutator pentru starea ON va fi aceeași pentru celălalt comutator în starea OFF, astfel încât atunci când un comutator va fi închis, celălalt va fi deschis.
2. Stabiliți sursa de intrare  $V_{in}$  de tip sinusoidal, cu amplitudinea 1 V, frecvența 1 kHz și faza inițială  $0^\circ$ , iar sursa de comandă de tip PULSE cu amplitudinea de 12 V, frecvența de 1 kHz și factor de umplere 50 %.
3. Realizați o analiză de regim tranzitoriu pe 25 de perioade ale semnalului, iar pasul de tipărire să nu depășească 5  $\mu\text{s}$ . Vizualizați pe rând în *Probe* tensiunile din nodurile 1, 5, 6, 7, 8 și 9.
4. Măsurați cu cursorul valoarea medie a tensiunii de ieșire din filtru,  $V(9)$ . Este verificată relația 6.1?

5. Adăugați o analiză parametrică având drept parametru global faza inițială a tensiunii de intrare  $V_{in}$ , pentru următoarele valori:  $\varphi = 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ, 180^\circ$ .
6. Reprezentați în Probe tensiunile  $V(8)$  și  $V(9)$  și verificați de asemenea relația 6.1.

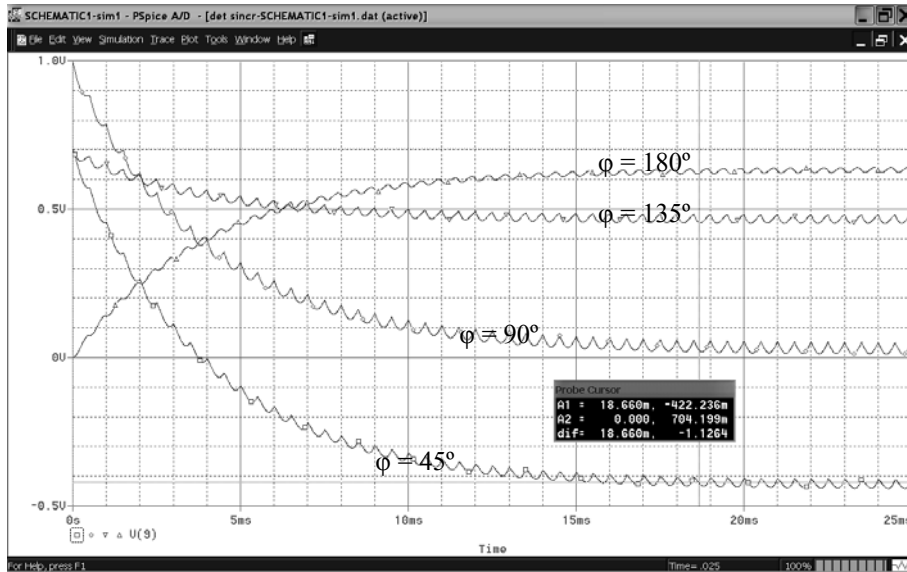


Figura 6.3

7. Construiți o sursă de intrare care să furnizeze un semnal care să fie format din fundamentală de frecvență 1 kHz și următoarele 4 armonici, toate de amplitudine 1 V. Realizați acest lucru folosind eventual o sursă comandată.
8. Rulați aceeași analiză de regim tranzitoriu ca la punctul 3 și vizualizați tensiunile  $V(1)$ ,  $V(8)$  și  $V(9)$  (figura 6.4).
9. Măsurați valoarea medie a tensiunii de ieșire  $V(9)$ , după stabilizarea răspunsului filtrului. Trebuie să obțineți valoarea dată de relația 6.4:

$$V(9) = \frac{2}{\pi} + \frac{2}{3\pi} + \frac{2}{5\pi} \quad (6.5)$$

Observați riplul mult mai accentuat al tensiunii de ieșire din filtru.

10. Vom studia acum forma și valoarea tensiunii de ieșire din filtru  $V(9)$  atunci când frecvența semnalului de intrare este diferită de cea a semnalului de comandă. Montați la intrarea detectorului aceeași sursă de tensiune sinusoidală de amplitudine 1 V, faza de  $0^\circ$ , iar frecvența un parametru global  $f$ . Rulați aceeași analiză tranzitorie ca la punctul 3, având de această dată drept parametru frecvența tensiunii de intrare (parametrul global  $f$ ), frecvența tensiunii de comandă rămânând constantă la 1 kHz. Considerați întâi valorile:  $f = 1$  kHz, 1,5 kHz, 2 kHz, 2,5 kHz, 3 kHz. Trasați în Probe  $V(9)$  și măsurați valoarea medie a acestei tensiuni în fiecare caz. Observați că singurele



frecvențe pentru care valoarea medie este diferită de zero sunt 1 kHz și 3 kHz (armonicile impare, pentru care valorile sunt  $2/\pi$  și  $2/3\pi$ ) pentru toate celelalte valoarea medie fiind nulă.

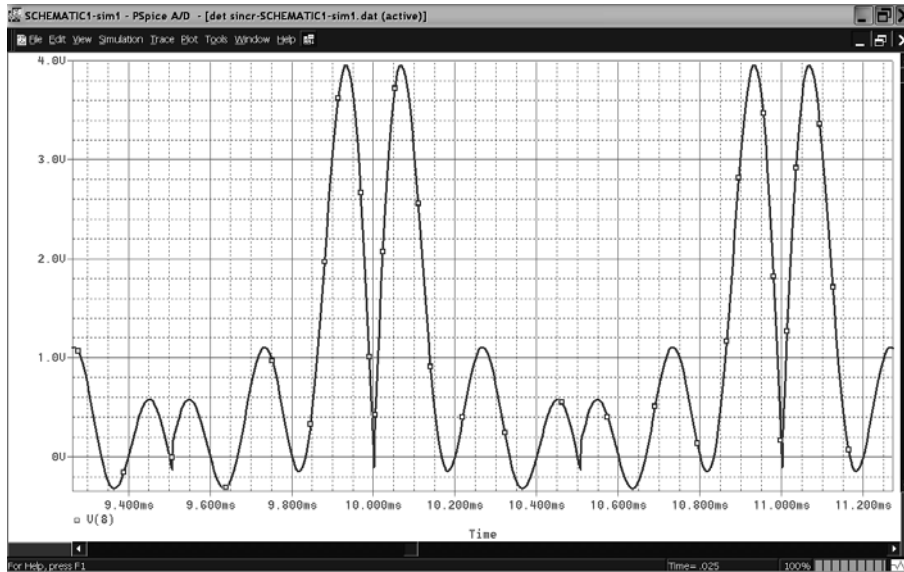


Figura 6.4.

11. Realizați apoi aceeași analiză pentru  $f = 1,1 \text{ kHz}$ ,  $1,3 \text{ kHz}$  și  $1,5 \text{ kHz}$ . Remarcați că ieșirea prezintă oscilații (bătăi) care sunt cu atât mai ample cu cât frecvențele sunt mai apropiate. Acestea se elimină crescând constanta filtrului. Pentru a observa efectul, creșteți valoarea lui  $C$  la  $10 \mu\text{F}$  și rulați din nou analiza pentru un interval de timp mai lung (40 perioade).

## 6.2. Traductor de temperatură cu senzor termorezistiv

În această aplicație vom simula un traductor de temperatură format dintr-un senzor termorezistiv și circuitele adaptoare aferente, necesare pentru obținerea la ieșire a unui curent unificat în domeniul  $2 - 10 \text{ mA}$  corespunzător domeniului de temperatură  $-50 \div 200 \text{ }^\circ\text{C}$ , cu o eroare de liniaritate a ieșirii sub  $1 \%$ . Schema traductorului este cea din figura 6.5.

Traductorul este format din următoarele elemente:

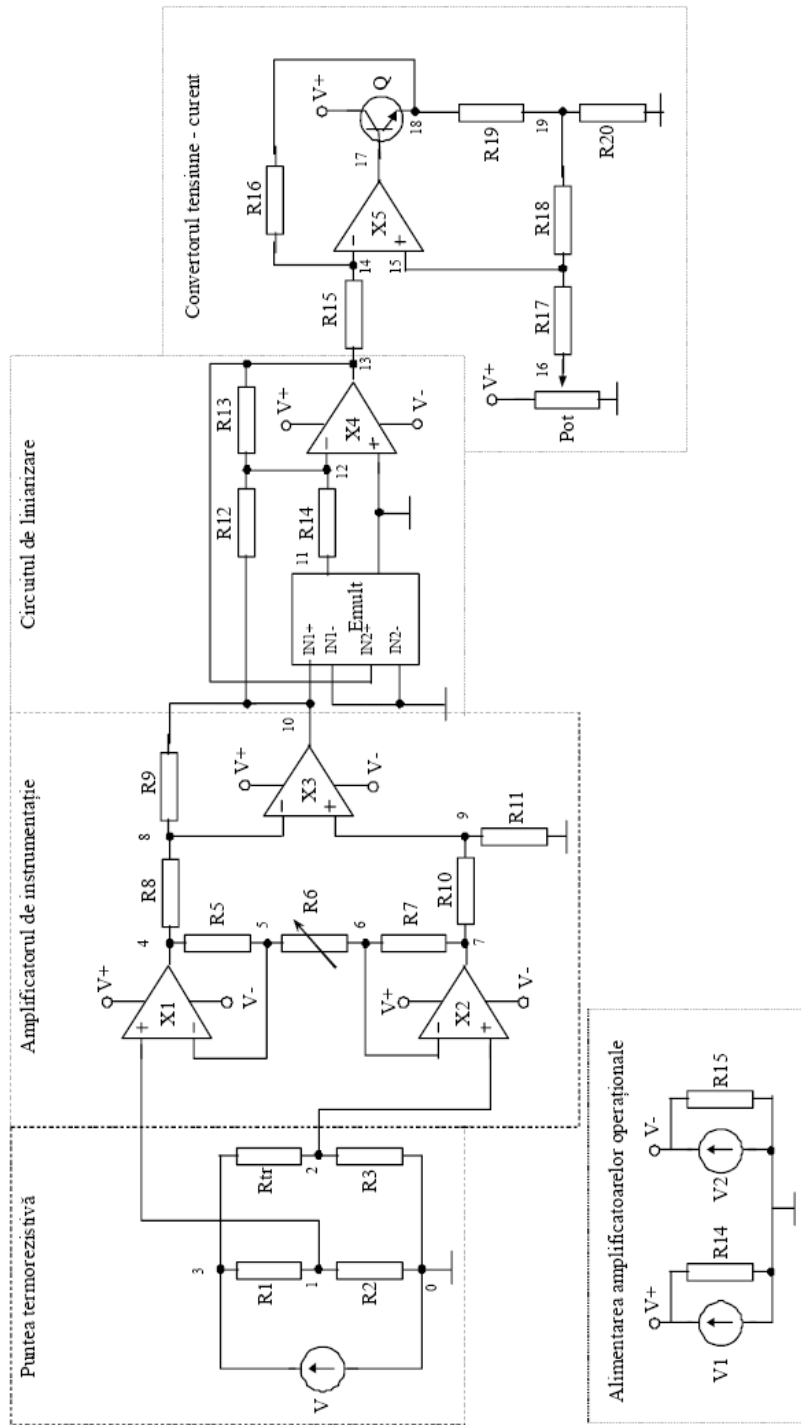


Figura 6.5. Schema completă a unui traductor de temperatură cu senzor termorezistiv

- **puntea termorezistivă**, constituită din rezistențele  $R_1, R_2, R_3$  și termorezistența  $R_{tr}$ . Descrierea și funcționarea punții sunt prezentate la subcapitolul 5.1. Dacă  $R_1 = R_2 = R_3 = R_0$ , unde  $R_0 = R_{tr}|_{T=0^\circ C}$  și  $R_{tr}$  suferă o variație  $\Delta R$  sub acțiunea temperaturii  $\Delta T$ , atunci tensiunea de dezechilibru a punții, conform (5.2), va fi:

$$V(1,2) = \frac{\Delta R}{4R_0 + 2\Delta R} E \quad (6.6)$$

unde  $E$  este tensiunea sursei  $V$ .

- **amplificatorul de instrumentație**, realizat cu amplificatoarele operaționale  $X_1, X_2, X_3$  și rezistențele  $R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}$  și  $R_{11}$ . Operaționalele sunt alimentate de la sursele de curent continuu  $V_1$  și  $V_2$ , definite separat. Amplificarea circuitului este dată de relația:

$$A = \frac{R_9}{R_8} \left( 1 + 2 \frac{R_5}{R_6} \right) \quad (6.7)$$

cu condiția ca  $R_5 = R_7, R_8 = R_{10}$  și  $R_9 = R_{11}$ .

- **circuitul de liniarizare**, format din multiplicatorul  $Emult$ , operaționalul  $X_4$  și rezistențele  $R_{12}, R_{13}$  și  $R_{14}$ .  $X_4$  reprezintă un sumator ponderat. Pentru circuitul de liniarizare se pot scrie următoarele relații:

$$U_e = V(12) = -aV(10) - bV(11) = -aV(10) - bV(10)V(12) \quad (6.8)$$

unde  $a = \frac{R_{13}}{R_{12}}$  și  $b = \frac{R_{13}}{R_{14}}$  sunt factorii de ponderare ai sumatorului. Rezultă:

$$V(12) = \frac{-aV(10)}{1 + bV(10)} \quad (6.9)$$

dar

$$V(10) = -AV(1,2) = -\frac{AE\Delta R}{4R_0 + 2\Delta R} \quad (6.10)$$

Introducând relația (6.10) în (6.9), se obține:

$$V(12) = \frac{aAE\Delta R}{4R_0 + \Delta R(2 - bAE)} \quad (6.11)$$

Pentru eliminarea neliniarității introduse de punte datorită existenței termenului  $\Delta R$ , la numitor este necesar ca  $2 - bAE = 0$ , adică:

$$b = \frac{2}{AE} \quad (6.12)$$

- **convertorul tensiune curent**, compus din rezistențele  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{17}$ ,  $R_{18}$  și  $R_s$ , potențiometrul Pot, amplificatorul operațional  $X_5$  și tranzistorul Q. Potențiometrul este necesar pentru reglarea zeroului traductorului, adică valoarea curentului de ieșire corespunzătoare temperaturii minime. Tranzistorul are rol de amplificator al curentului prin rezistența de sarcină  $R_s$ . Ecuația de transfer a acestui circuit, utilizând notațiile din schemă este:

$$I(R_s) = -\frac{V(10)R_{16}}{R_{15}R_{19}} + V(19)\frac{R_{16}R_{17} - R_{15}(R_{18} + R_{19})}{R_{15}R_{19}(R_{17} + R_{18})} \quad (6.13)$$

Ecuația de mai sus este valabilă fără tranzistorul amplificator și cu cursorul potențiometrului la masă.

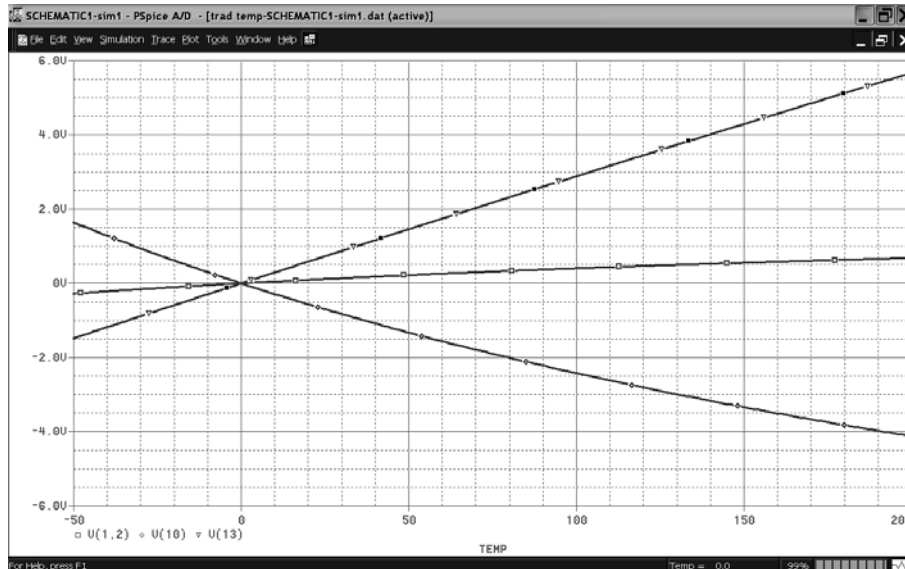
Pentru ca expresia curentului să fie liniară cu tensiunea de intrare  $V(10)$  este necesar ca al doilea termen să se anuleze, fapt care are loc atunci când

$$R_{16}R_{17} = R_{15}(R_{18} + R_{19}) \quad (6.14)$$

În continuare vom realiza proiectarea și simularea acestei scheme astfel încât să îndeplinească condițiile enunțate în tema de proiectare. Vom realiza proiectarea și simularea traductorului din aproape în aproape, începând cu puntea termorezistivă. Pe măsura obținerii rezultatelor corecte, vom trece la componentele următoare.

1. Calculați tensiunea de alimentare a punții astfel încât puterea pe termorezistență la  $0^\circ\text{C}$  să nu depășească 100 mW.
2. Într-un proiect nou desenați schema punții, având ca model aplicația 5.1, știind că termorezistența este de tip Pt100, cu  $R_0 = 100 \Omega$  și coeficienții termici  $\alpha = 3,9156 \cdot 10^{-3}$  și  $\beta = -6,4968 \cdot 10^{-7}$ . Luați tensiunea de alimentare a punții  $E = 5 \text{ V}$ .
3. Realizați o analiză în curent continuu prin baleierea temperaturii între  $-50^\circ\text{C}$  și  $200^\circ\text{C}$  din grad în grad și trasați în Probe caracteristica termorezistenței în funcție de temperatură, adăugând în Probe expresia  $V(3,2)/I(Rtr)$ . Măsurați eroarea de liniaritate.  
*Notă:* Nu uitați să setați temperatura nominală la  $0^\circ\text{C}$ .
4. Trasați caracteristica de ieșire a punții,  $V(1,2) = f(T)$ . Măsurați-i eroarea de liniaritate și sensibilitatea. Diferența față de valoarea anterioară reprezintă neliniaritatea introdusă de punte, care va fi eliminată de circuitul de liniarizare.
5. Completați schema cu amplificatorul de instrumentație, utilizând următoarele valori pentru componente:  $R_5 = R_7 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_6 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_8 = R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_9 = R_{11} = 200 \text{ k}\Omega$ . Amplificatoarele operaționale sunt de tipul LM741 din biblioteca personală sau din OPAMP.LIB și sunt alimentate la  $\pm 12 \text{ V}$ . Calculați amplificarea cu relația 6.7.
6. Rulați aceeași analiză ca la punctul 3 și trasați curba tensiunii de ieșire a amplificatorului în funcție de temperatură. Adăugați pe același grafic curba tensiunii de dezechilibru a punții și măsurați cu cursorul amplificarea. Confrunțați cu valoarea calculată la punctul 5.

7. Calculați valorile rezistențelor  $R_{12}$ ,  $R_{13}$  și  $R_{14}$  astfel încât  $a = 1$ , iar  $b$  să satisfacă condiția 6.12. Adăugați apoi schemei circuitul de liniarizare în care:  $R_{12} = R_{13} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{14} = 15 \text{ k}\Omega$ . Amplificatorul operațional este tot de tipul LM741. Multiplicatorul se simulează cu o sursă de tensiune comandată în tensiune de tip EMULT din biblioteca ABM.LIB.
8. Rulați din nou analiza în c.c. și vizualizați concomitent în *Probe* curbele  $V(1,2)$ ,  $V(10)$  și  $V(13)$  în funcție de temperatură (figura 6.6). Măsurați eroarea de liniaritate a curbei  $V(13)$ , care reprezintă ieșirea circuitului de liniarizare și comparați-o cu cea obținută la punctele 3 și 4.



**Figura 6.6**

9. Rulați aceeași analiză și pentru alte valori ale rezistenței  $R_{14}$  (de exemplu 10  $\text{k}\Omega$ , 15  $\text{k}\Omega$  și 20  $\text{k}\Omega$ ) pentru care nu este satisfăcută condiția 6.12. Vizualizați ieșirea circuitului de liniarizare în cele 3 cazuri.
10. Ajustați valoarea lui  $R_{14}$  astfel încât să obțineți eroarea de liniaritate sub 1 %.
11. Scrieți relațiile de calcul a rezistențelor din componența convertorului tensiune-curent și determinați valorile lor aproximative.
12. Completați schema cu partea aferentă convertorului, în care rezistențele au valorile:  $R_{15} = R_{16} = 1,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{17} = R_{18} = 80 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{19} = 895 \Omega$ . Amplificatorul este tot de tipul LM741, iar tranzistorul este BC107A. Potentiometrul este subcircuitul creat la aplicația 5.3 și care a fost introdus în biblioteca dumneavoastră personală. Parametrii sunt:  $R = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $k = 0,625$ . Apelarea lui se face cu o instrucțiune de tip X.
13. Realizați o nouă rulare a analizei DC precedente, însoțită de o analiză parametrică în care vom considera drept parametru global valoarea rezistenței de sarcină,  $R_s$ . Realizați analiza cu valorile:  $R_s = 50, 100, 200, 400 \Omega$ .

14. Trasați familiile de caracteristici  $I(R_s)$  și măsurați intervalul de variație a acestei mărimi pentru domeniul de temperaturi analizat. Determinați eroarea de liniaritate a curentului de ieșire și comparați valoarea obținută cu cea de la punctul 8. Introduce neliniaritate convertorul tensiune – curent?
15. Tot printr-o analiză parametrică, determinați domeniul maxim în care poate lua valori rezistența de sarcină astfel încât eroarea maximă a curentului de ieșire să nu depășească 1 %.
16. Atribuiți toleranțe de 5 % tuturor rezistențelor care fac parte din convertorul tensiune-curent și încercați să realizați o analiză Monte Carlo cu 5 rulări având drept funcție de ieșire  $Y_{MAX}$  ( $R_s = 100$ ). Se poate rula analiza? Ce mesaj de eroare este raportat în fișierul de ieșire?
17. Setați temperatura la valorile  $-50$ ,  $0$  și  $100$  °C și realizați o analiză de sensibilitate pentru curentul  $I(R_s)$ . Urmăriți rezultatele în fișierul de ieșire. S-ar părea că acest curent nu este sensibil la variația nici unui parametru sau mărime din circuit. De ce? Urmăriți explicațiile de la descrierea comenzii .SENS și dați răspunsul la această problemă.
18. Adăugați în serie cu  $R_s$  o sursă de tensiune continuă având valoarea  $0$  și specificați în analiza SENS ca mărime de ieșire curentul prin această sursă. Observați acum care din rezistențe sau parametri de model au influența cea mai mare asupra curentului de ieșire și calculați toleranța maximă a fiecărei componente astfel încât eroarea curentului să nu depășească 1 %.



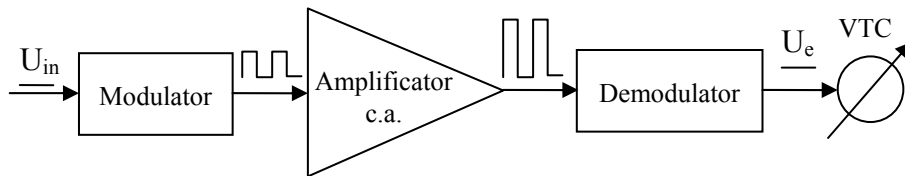
Observați că, la temperaturi diferite, sensibilitățile curentului la variația aceleiași componente sunt diferite. Aceasta se datorează neliniarității curbei de variație a curentului în funcție de valoarea componentei respective, pentru temperaturile date.

### 6.3. Microvoltmetru de tensiune continuă cu modulare – demodulare

După cum am văzut la § 5.10.5, amplificatoarele de curent continuu nu pot fi folosite cu succes pentru amplificarea tensiunilor foarte mici datorită creșterii accentuate a erorilor pentru valori ale intrării comparabile cu cele ale tensiunii de decalaj a amplificatorului operațional. În schimb, în curent alternativ aceste erori sunt mult mai reduse.

Pentru măsurarea precisă a tensiunilor continue de ordinul micro și milivolților, acestea se convertesc în tensiuni alternative cu amplitudine proporțională cu valoarea tensiunii continue de la intrare (operațiunea de modulare), se amplifică apoi cu un amplificator de curent alternativ care, după cum am arătat, oferă performanțe mai bune, și apoi sunt demodulate (transformate iarăși în tensiune continuă) în general utilizând detectoare sincrone, pentru conservarea semnului. În final sunt măsurate cu un voltmetru de tensiune continuă. Schema bloc a unui

milivoltmetru de tensiune continuă cu modulare-demodulare este indicată în figura 6.7.

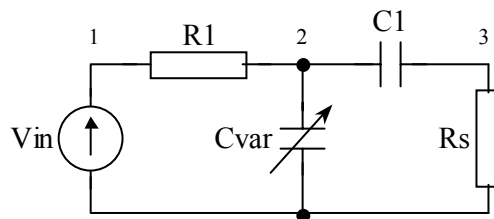


**Figura 6.7.** Schema de principiu a unui voltmetru de tensiune continuă cu modulare - demodulare

În această aplicație vom studia construcția, funcționarea și performanțele unui astfel de milivoltmetru, destinat să măsoare tensiuni continui de până la 1 mV.

### **Construcția modulatorului**

Vom utiliza un modulator cu condensator vibrant, construit după schema din figura 6.8.

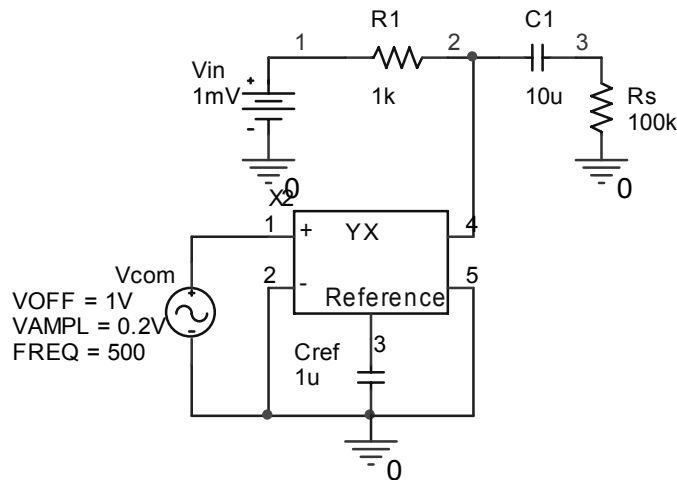


**Figura 6.8.** Schema de principiu a unui modulator cu condensator vibrant

Condensatorul vibrant  $C_{var}$  este modelat sub formă de subcircuit ca o admitanță comandată în tensiune, modelul găsiindu-se în biblioteca ANL\_MISC.LIB. Numele subcircuitului este YX. Grupul  $C_1 - R_s$  reprezintă filtrul trece sus destinat extragerii componentei de curent continuu din semnalul de ieșire.

1. Într-un proiect nou, plasați pe foaie componenta YX, pe care o luați din biblioteca ANL\_MISC.LIB.
2. Deschideți modelul componentei și studiați-l. Admitanța conectată între terminalele 4 și 5 este comandată prin modularea condensatorului de referință legat între pinul 3 și masă, de către tensiunea de comandă legată între pinii 1 și 2. Deduceți din model dependența dintre valoarea condensatorului și tensiunea de comandă. Notați ordinea și semnificația nodurilor de conectare în circuit.
3. Desenați schema din figura 6.8, în care  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 10 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $R_s = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{in}$  sursă de tensiune continuă, iar  $C_{var}$  este admitanța comandată în tensiune YX. Condensatorul de referință are valoarea  $\mu\text{F}$ . Sursa de comandă este o sursă

de tensiune sinusoidală, de amplitudine 0,2 V, componenta constantă de 1 V și frecvența de 500 Hz. Un exemplu de circuit este dat în figura 6.9.



**Figura 6.9.** Schema Pspice a modulatorului cu condensator vibrant

4. Rulați o analiză de regim tranzitoriu pentru 20 de perioade ale tensiunii de comandă, considerând mărimea tensiunii continue de intrare  $U_{in}$  ca parametru cu valorile: 200, 400, 600, 800 și 1000  $\mu$ V.
5. Vizualizați în *Probe* tensiunea V(3) pentru toate valorile lui  $U_{in}$  și verificați că amplitudinea acesteia este într-adevăr proporțională cu tensiunea de intrare.

#### **Amplificatorul de c.a.**

6. Completați schema cu un amplificator operațional în schemă inversoare, la care calculați rezistențele astfel încât să obțineți amplificare 1000. Testați-i în prealabil performanțele în curent continuu și în curent alternativ. Utilizați pentru aceasta un amplificator LM118 din biblioteca OPAMP.LIB.
7. Rulați aceeași analiză tranzitorie ca la punctul 4 și vizualizați tensiunea de ieșire din amplificator. Verificați dacă se păstrează amplificarea circuitului pentru toate valorile lui  $U_{in}$ .

#### **Detectorul sincron**

8. Adăugați o schemă de detector sincron ca cea descrisă la aplicația 6.1. Comandați detectorul cu aceeași frecvență cu care faceți modularea.
9. Considerând pe  $U_{in}$  ca parametru global cu valori cuprinse între - 1 mV și 1 mV, rulați aceeași analiză tranzitorie și determinați pentru fiecare valoare a lui  $U_{in}$  funcția de transfer a microvoltmetrului, adică raportul dintre tensiunea de la ieșirea filtrului detectorului sincron și tensiunea de intrare. Calculați eroarea



- funcției de transfer, luând ca referință valoarea obținută pentru 1 mV aplicat la intrare.
10. Reluați analiza și pentru alte temperaturi, de exemplu 0 °C și 100 °C și identificați care din cele trei blocuri introduce erori mai mari cu temperatura asupra funcției de transfer.
  11. Realizați analize Monte Carlo și WCASE și determinați toleranțele maxime ale componentelor astfel încât eroarea de măsură să nu depășească o valoare limită aleasă în prealabil.

## Bibliografie

1. \*\*\* Cadence Design Systems, *PSpice User's Guide*
2. \*\*\* Cadence Design Systems, *PSpice Reference Guide*
3. \*\*\* Texas Instruments, *Using Texas Instruments Spice Models in PSpice*, Application Report SLOA070
4. \*\*\* Analog Devices, *Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning*, 1999.
5. \*\*\* National Semiconductor, *An Orcad Pspice Library for the VIP10 High-Speed Op Amp*, Application Note 1255.
6. [http://denethor.wlu.ca/PSpice/pspice\\_tutorial.html](http://denethor.wlu.ca/PSpice/pspice_tutorial.html)
7. Tobin P., *PSpice for Analog Communications Engineering*, Ed. Morgan & Claypool, 2007.
8. Tobin P., *Teaching Digital Signal Processing Using PSpice*, 9th International Conference on Engineering Education, San Juan, U.S.A, July 2006.
9. Strîmbu C., Alexandru Şt., *Analiza semnalelor cu PSPICE*, Ed. Albastră, Cluj Napoca, 2001.
10. Antoniu M., *Măsurări electronice, vol. I, II*, Ed. Satya, Iaşi, 2001.
11. Millea A., *Măsurări electrice. Principii şi metode*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1980
12. Costin Miron, *Introducere în circuite electronice*, Ed. Dacia, Cluj – Napoca, 1983.
13. Bodea M., Mihuţ I., ş.a., *Aparate electronice pentru măsurare şi control*, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1985
14. Serban, Gh., Oprea St., ş.a. *SPICE – simularea circuitelor analogice* Ed. Militară, 1994
15. Voloşencu C., *Analiza circuitelor cu programul SPICE*, Ed. Electronistul, 1994
16. Monssen, F. *Pspice with Circuit Analysis*, Prentice Hall, 1997
17. Keown John, *Microsim PSPICE and Circuit Analysis*, Prentice Hall, 1997.
18. Sztojanov I., Paşca S., *Analiza asistată de calculator a circuitelor electronice – Ghid practic PSPICE*, Ed. Teora, 1997.
19. Marian T., *SPICE*, Ed. Teora, 1996.