

Contribuții privind simularea circuitelor neliniare complexe



UNIVERSITATEA POLITEHNICA DIN BUCUREȘTI
ȘCOALA DOCTORALĂ DE INGINERIE ELECTRICĂ

TEZĂ DE DOCTORAT

- rezumat -

**CONTRIBUȚII PRIVIND SIMULAREA CIRCUITELOR NELINIARE
COMPLEXE**

**CONTRIBUTIONS IN THE SIMULATION OF COMPLEX
NONLINIAR CIRCUITS**

Conducător științific:

Prof.dr.ing. Mihai IORDACHE

Doctorand:

Ing. Marius-Florin STĂNILOIU

BUCUREȘTI

2023

Contribuții privind simularea circuitelor neliniare complexe



*Don't forget, increase every day, step by step.
@Marius Florin Staniloiu*

Cuprins

1	INTRODUCERE	3
1.1	Formularea problemei	3
1.2	Structura lucrării de doctorat	3
1.3	Lucrării publicate	4
2	STADIUL ACTUAL AL SIMULĂRII ÎN SPICE	6
2.1	Istoria SPICE.....	6
2.2	Fundamentele programării în SPICE	6
2.3	Avantaje și dezavantaje ale utilizării simulării SPICE.....	6
3	CONTRIBUȚII PRIVIND SIMULAREA CONDESATOARELOR BOBINELOR ȘI REZISTOARELOR NELINIARE ÎN SPICE	7
3.1	Modelul SPICE al unui condensator real	7
3.1.1	Circuitul echivalent al unui condensator real	7
3.1.2	Modelul SPICE al unui condensator neliniar controlat în tensiune și variabil în funcție de temperatură și vârstă.....	8
3.1.3	Comparație între modelul unui condensator neliniar modelat în SPICE, al unui condensator din librăria standard și condensatorul real la temperatura de 25°C și o vârstă de funcționare sub 10 ore	9
3.1.3.1	Încărcarea și descărcarea condensatorului	9
3.1.7.2	Circuit oscilant	11
3.2	Modelul SPICE al unei bobine reale	13
3.2.1	Circuitul echivalent al unei bobine reale.....	13
3.2.2	Modelul SPICE al unei bobine neliniare controlată în curent și variabilă în funcție de temperatură.....	14
3.2.3	Comparație între modelul Spice al unei bobine neliniare, al unei bobine din librăria standard și bobină reală la temperatura de 25°C și o vârstă de funcționare sub 10 ore	15
3.2.2.1	Circuit oscilant	15
3.3	Modelul SPICE al unui rezistor real	17
3.3.1	Circuitul echivalent al unui rezistor real	17
3.3.2	Modelul SPICE al unui rezistor neliniar variabil în funcție de temperatură și vârstă. 18	
3.3.3	Comparație între modelul SPICE al unui rezistor neliniar, al unui rezistor din librăria standard și rezistorul real la o vârstă de funcționare sub 10 ore	19
3.3.3.1	Divizor rezistiv la 25°C.....	19
4	CONTRIBUȚII PRIVIND SIMULAREA DIODELOR ȘI TRANZISTOARELOR ÎN SPICE	21
4.1	Modelul SPICE al unei diode redresoare reale	21
4.1.1	Circuitul echivalent al unei diode redresoare reale	21
4.1.2	Modelul SPICE al unei diode redresoare reale	22

4.1.3	Comparație între modelul SPICE al unei diode redresoare modelate în SPICE, al unei diode redresoare din librăria standard și o diodă redresoare reală la temperatura de 25°C și o vârstă de funcționare sub 10 ore.....	24
4.1.3.1	Validarea modelului SPICE – tensiune directă (I~1mA).....	24
4.1.4.2	Validarea modelului SPICE – tensiune directă (I~10mA, I~100mA)	26
4.1.5.3	Validarea modelului SPICE – tensiune inversă	27
4.2	Modelul SPICE al unei diode stabilizatoare reale.....	29
4.2.1	Circuitul echivalent al unei diode stabilizatoare reale	29
4.2.2	Modelul SPICE al unei diode stabilizatoare reale.....	29
4.2.3	Comparație între modelul SPICE propus al unei diode stabilizatoare cu o dioda stabilizatoare din librăria standard și cu o dioda stabilizatoare reală la temperatura de 25° C și o vârstă de funcționare sub 10 ore	31
4.2.3.1	Validarea modelului Spice – tensiune directă (I~5mA).....	31
4.2.3.2	Validarea modelului SPICE – tensiune inversă (I~1mA)	33
4.3	Modelul SPICE al unui tranzistor bipolar NPN	35
4.3.1	Topologie de circuit pentru verificarea și modificarea parametrilor unui tranzistor bipolar NPN.....	35
4.3.1.1	Simularea în curent continuu a tranzistorului bipolar NPN	37
4.3.3.2	Simularea tranzitorie a tranzistorului bipolar NPN.....	39
4.3.3.3	Simularea în curent alternativ a tranzistorului bipolar NPN	40
4.4	Modelul SPICE al unui tranzistor MOS-FET canal „n”	43
4.4.1	Circuitul echivalent unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” real	43
4.4.4	Modelul SPICE al unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” real	44
4.4.6	Comparație între modelul SPICE propus al unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” cu un tranzistor din librăria standard și cu un tranzistor real la temperatura de 25°C și o vârstă de funcționare sub 10 ore	46
4.4.6.1	Validarea modelului SPICE	47
4.4.6.2	Validarea modelului SPICE – capacitatea parazită din grilă (drena în „aer”)	48
4.4.6.4	Validarea modelului SPICE – curentul de pierdere drenă-sursă.....	49
4.4.6.5	Validarea modelului Spice – curentul de pierdere drenă-sursă (la o temperatură de 125°C)	Error! Bookmark not defined.
4.4.6.6	Validarea modelului SPICE – tensiune de străpungere drenă-sursă	50
4.4.6.7	Validarea modelului SPICE – tensiune de străpungere grilă-sursă.....	52
4.4.6.8	Validarea modelului SPICE – rezistența drenă-sursă (25°C, -40°C, 125°C).....	53
5	CONCLUZII	55
5.1	Contribuțiile originale aduse de autor în cadrul prezentei teze de doctorat.....	56
5.2	Direcții de cercetare viitoare	58
6	BIBLIOGRAFIE	59

1 INTRODUCERE

1.1 Formularea problemei

SPICE este cel mai folosit program pentru a simula componentele electronice. În prezent, aproape toți producătorii de componente oferă modele SPICE pentru produsele lor. SPICE este simplu de folosit și rapid de învățat. Un alt avantaj al acestui instrument este că este ușor de creat propriul model SPICE atunci când nu este disponibil în biblioteca standard sau la producătorul componentelor. Dar pe lângă numeroase avantaje există și dezavantaje create în special de modele SPICE. Un dezavantaj îl reprezintă orientarea simulării către funcționarea nominală a componentei, alt dezavantaj îl reprezintă acuratețea modelului SPICE în funcție de programul în care rulează sau poate limitările programului respectiv (în general funcționarea programului nu ne este vizibilă). Din experiența mea, am observat că un model SPICE poate să funcționeze diferit în funcție de programul folosit de simulare. O opinie personală ar fi că un program de simulare care utilizează SPICE este mai bun (are o funcționare mai aproape de realitate sau de datele de catalog) cu cât prețul este mai mare.

1.2 Structura lucrării de doctorat

Lucrarea de doctorat este structurată pe 6 capitole după cum urmează:

În capitolul 1 – Introducere, se prezintă aspecte generale despre ideea acestei teze. De unde a plecat dorința autorului pentru realizarea acestei lucrări, obiectivele acestei lucrări, structura tezei și lucrările publicate în decursul anilor de pregătire a doctoratului.

În capitolul 2 – Stadiul actual al simulării în SPICE este orientat către descrierea actuală a simulării în SPICE. Avantajele și dezavantajele utilizării simulării în SPICE.

În Capitolul 3 – Contribuții privind simularea condensatoarelor, bobinelor și rezistoarelor neliniare în SPICE sunt prezentate modele SPICE noi și performante pentru cele mai utilizate componente electronice (condensator, bobină, rezistor). Aceste modele sunt comparate cu modele SPICE deja existente și cu comportamentul real în diverse circuite al componentei studiate.

În Capitolul 4 – Contribuții privind simularea diodelor și tranzistoarelor în SPICE sunt prezentate modele noi echivalente ale diodelor și tranzistoarelor după care se creează modele SPICE noi și performante pentru cele mai utilizate componente electronice (dioda redresoare, dioda stabilizatoare, tranzistor bipolar și tranzistor MOS-FET). Aceste modele sunt comparate cu modele SPICE deja existente și cu comportamentul real în diverse circuite al componentei studiate.

În Capitolul 5 - Concluzii se prezintă contribuțiile originale privind analiza circuitelor neliniare complexe care pot fi analizate în mediul de programare SPICE și câteva direcții de cercetare viitoare.

În Capitolul 6 – Bibliografie.

1.3. Lucrări publicate

Lucrările publicate în decursul celor aproximativ 5 ani de pregătire doctorat sunt în număr de 8, din care 4 ca prim autor și în 4 fiind coautor, după cum urmează:

1. **Marius Florin Staniloiu**, Horatiu Samir Popescu, Bogdan Glod, Mihai Iordache, “*SPICE model of a real capacitor: Capacitive feature analysis with voltage variation*” (EPE2020), Iași ROMÂNIA, Date of Conferences: 22-23 October 2020, Iași România, Added to IEEE Xplore: 18 February 2021, DOI: 10.1109/EPE50722.2020.9305554, **INSPEC Accession Number:** 20470036, 978-1-7281-8126-4/20/\$31.00 ©2020 European Union, Publisher: IEEE, pp. 333 – 338.
2. **Marius Florin Staniloiu**, Horatiu Samir Popescu, Bogdan Glod, Mihai Iordache, “*SPICE model of a Real Coil. Inductance feature analysis with current variation*” (EPE2020), Iași ROMÂNIA, Date of Conferences: 22-23 October 2020, Iași România, Added to IEEE Xplore: 18 February 2021, DOI: 10.1109/EPE50722.2020.9305677, **INSPEC Accession Number:** 20470072, 978-1-7281-8126-4/20/\$31.00 ©2020 European Union, Publisher: IEEE, pp. 442 – 446.
3. Mihai Iordache, Horatiu Samir Popescu, Ionela Vlad, **Marius Florin Staniloiu**, “*ACAP – Analogic Circuit Analysis Program*” (Bucuresti 2021), Date of Conferences: 25-27 March 2021, 12th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), Added to IEEE Xplore: 12 May 2021, DOI: 10.1109/ATEE52255.2021.9425307, **INSPEC Accession Number:** 20691709, ISBN: 978-1-6654-1878-2/21/\$31.00 ©2021 IEEE, **WOS:000676164800143**, Publisher: IEEE, 6 pages.
4. **Marius Florin Staniloiu**, Horatiu Samir Popescu, Georgiana Rezman, Mihai Iordache “*The Equivalent Circuits Thevenin and Norton*”, Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty – Year 21 No.2 (45), Sciendo, ISSN 2286-2455, DOI: 10.2478/sbeef-2021-0021, pp. 40-48.
5. Victor Bucata, Mihai Iordache, Ionela Vlad, Horatiu Popescu, **Marius Florin Staniloiu** “*Wireless Power Transfer Systems: Thevenin Equivalent Circuits for Parallel-Series and Paralle-Parallel Magnetic Resonator Configurations*” (ICATE 2021), Craiova ROMÂNIA, Date of Conferences: 27-29 May 2021, Added to IEEE Xplore: 28 June 2021, DOI: 10.1109/ICATE49685.2021.9464974, **INSPEC Accession Number:** 20780269, 978-1-7281-8035-9/21/\$31.00 ©2021 IEEE, **INSPEC Accession Number:** 20895674, Publisher: IEEE, 6 pages.
6. Victor Bucata, Mihai Iordache, Ionela Vlad, Horatiu Popescu, **Marius Florin Staniloiu** “*Thevenin Equivalent Circuits for Magnetic Coupling Rezonators (Series-Series, Series-Parallel) în Wireless Power Transfer System*” (ICATE 2021), Craiova ROMÂNIA, Date of Conferences: 27-29 May 2021, Added to IEEE Xplore: 28 June 2021, DOI: 10.1109/ICATE49685.2021.9464933, **INSPEC Accession Number:** 20895674, 978-1-7281-8035-9/21/\$31.00 c2021 IEEE, **INSPEC Accession Number:** 20895674, Publisher: IEEE, 6 pages.
7. Mihaela Grib, Mihai Iordache, Alexandru Radu Grib, Horatiu Popescu, Ovidiu Laudatu, **Marius Staniloiu** “*The Use of Thevenin, Norton and Hybrid Equivalent Circuits in The Analysis and Polarization of Nonlinear Analog Circuits*” (EPE 2022), Iași România, Date of Conferences: 20-22 October 2022, Added to IEEE Xplore: 25 November 2022, DOI: 10.1109/EPE56121.2022.9959871, **INSPEC Accession Number:** 22330770, 978-1-6654-

8994-2/22/\$31.00 ©2022 European Union, **WOS:000709089900011**. Publisher: IEEE, pp. 198-207.

8. **Marius Florin Staniloiu**, Horatiu Samir Popescu, Georgiana Rezmerita, Ionela Vlad, Mihai Iordache, “*SPICE model of a real Zener diode tested at room temperature*” (EPE2022), Iași România, Date of Conferences: 20-22 October 2022, Added to IEEE Xplore: 25 November 2022, DOI: 10.1109/EPE56121.2022.9959871, **INSPEC Accession Number: 22330715**, 978-1-6654-8994-2/22/\$31.00 ©2022 European Union, Publisher: IEEE, **WOS:000709089900011**, pp. 182-186.

WOS – World Of Science

2 STADIUL ACTUAL AL SIMULĂRII ÎN SPICE

2.1 Istoria SPICE

Astăzi, SPICE este un program care rulează pe calculator, acesta este conceput pentru a simula circuite electronice analogice. Dar acesta inițial a fost conceput pentru a simula circuite integrate, de unde are și numele: „Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis” – program de simulare pentru circuite electronice integrate.

O primă versiune a fost lansată în domeniul public în mai 1972. Ulterior o variantă îmbunătățită a fost lansată în 1975.

O a treia versiune a apărut în martie 1985 fiind o îmbunătățire majoră a SPICE (aceasta a fost disponibilă și în domeniul public). Aceasta a fost scrisă în limbajul C și nu în FORTRAN (ca celelalte două versiuni), versiunea a treia a încorporat tipuri suplimentare de tranzistori (E.x.: MOSFET) și elemente de comutare.

2.2 Fundamentele programării în SPICE

Folosind o interfață grafică, este permis utilizatorului să deseneze o schemă de circuit și apoi să pună computerul să analizeze acel circuit, rezultatele fiind afișate în formă grafică.

Acesta este un instrument de analiză foarte rapid și valoros, dar nu este perfect și are deficiențele sale. În primul rând, acesta și alte programe grafice ca acesta tind să fie nesigure atunci când se analizează circuite complexe, deoarece traducerea din imagine în codul computerului nu este exact știința pe care am dori să fie (sau cel puțin nu încă). În al doilea rând, datorită cerințelor sale grafice, uneori tinde să aibă nevoie de o cantitate semnificativă de putere de calcul pentru a rula și de un sistem de operare pentru computer care acceptă grafica. În al treilea rând, aceste programe grafice pot fi costisitoare.

Cu toate aceste slăbiciuni, sub aspectul grafic se află un program robust (și nu în ultimul rând gratuit) numit SPICE, care analizează un circuit pe baza unei descrieri a fișierelor text a componentelor și conexiunilor circuitului.

2.3 Avantaje și dezavantaje ale utilizării simulării SPICE.

Avantajele și dezavantajele utilizării simulării în SPICE au fost observate pe o durată de utilizare de aproximativ 20 de ani. Folosind numeroase programe care au la bază simularea SPICE.

Avantaje:

- simulare rapidă.
- număr mare de modele SPICE disponibile direct de la dezvoltatorii de componente electronice.
- deja pe piața sunt instrumente ușor de utilizat.
- disponibilitate gratis a unor instrumente de simulare cu interfață grafică.

Dezavantaje:

- funcționare defectuoasă a modelelor în funcție de temperatură.
- multe modele SPICE nu țin cont de temperatură.
- modelele SPICE se concentrează pe funcționarea nominală a componentelor fiind mai degrabă un instrument de a vedea cum funcționează o schemă electronică. În cele mai multe cazuri trebuie aflat funcționarea circuitelor electronice către limite.
- componentele liniare (rezistor, condensator, bobina, ...) sunt privite ca și cum ar avea 100% o funcționare ideală.

3 CONTRIBUȚII PRIVIND SIMULAREA CONDESATOARELOR BOBINELOR ȘI REZISTOARELOR NELINIARE ÎN SPICE

Ținând cont de dezavantajele descoperite de-a lungul timpului în simularea circuitelor utilizând SPICE, autorul creează modele noi SPICE plecând de la modele existente și de la funcționarea declarată în datele de catalog ale componentelor electronice. Rezultatul studiului a constat în elaborarea de noi modele performante care reflectă funcționarea componentelor electronice mai aproape de realitate. Astfel că după crearea unui model nou acesta se va testa cu modelul deja existent în baza de date SPICE și cu comportarea componentei în circuite reale.

3.1 Modelul SPICE al unui condensator real

În acest capitol plecând de la circuitul echivalent al unui condensator real se creează un model SPICE în care capacitatea statică variază cu tensiunea la bornele condensatorului, cu temperatura mediului ambiant în care funcționează condensatorul și cu îmbătrânirea acestuia.

În crearea modelului SPICE se folosesc surse de curent ideale controlate în tensiune și surse de tensiune ideale.

3.1.1 Circuitul echivalent al unui condensator real

Circuitul echivalent al unui condensator real este prezentat în figura 3.1.1.

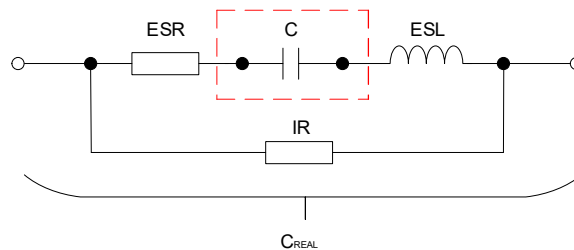


Fig. 3.1.1. Circuitul echivalent al unui condensator real.

Acest circuit are următoarele componente:

ESR - reprezintă un rezistor parazit introdus în serie cu componenta de capacitate C , aceasta reprezintă pierderile datorate substanțelor dielectrice, electrozilor sau altor componente;

ESL - este o bobină parazită introdusă în serie cu componenta de capacitate C , se datorează electrozilor, cablurilor și altor componente;

IR - reprezintă un rezistor parazit de scurgere a curentului între bornele condensatorului;

C - este un condensator care reprezintă capacitatea statică a condensatorului, care este dependentă de variația tensiunii, variația temperaturii și îmbătrânirea condensatorului.

3.1.2 Modelul SPICE al unui condensator neliniar controlat în tensiune și variabil în funcție de temperatură și vârstă

Având în vedere modelul condensatorului real și ecuațiile condensatorului, va fi creat un model SPICE al condensatorului real neliniar controlat de tensiune. În acest model se ia în considerare variația capacității statice cu tensiunea, temperatura și îmbătrânirea. De asemenea, în acest model este luată în considerare variația impedanței și a rezistenței în serie (ESR) cu frecvența (fig. 3.1.2.).

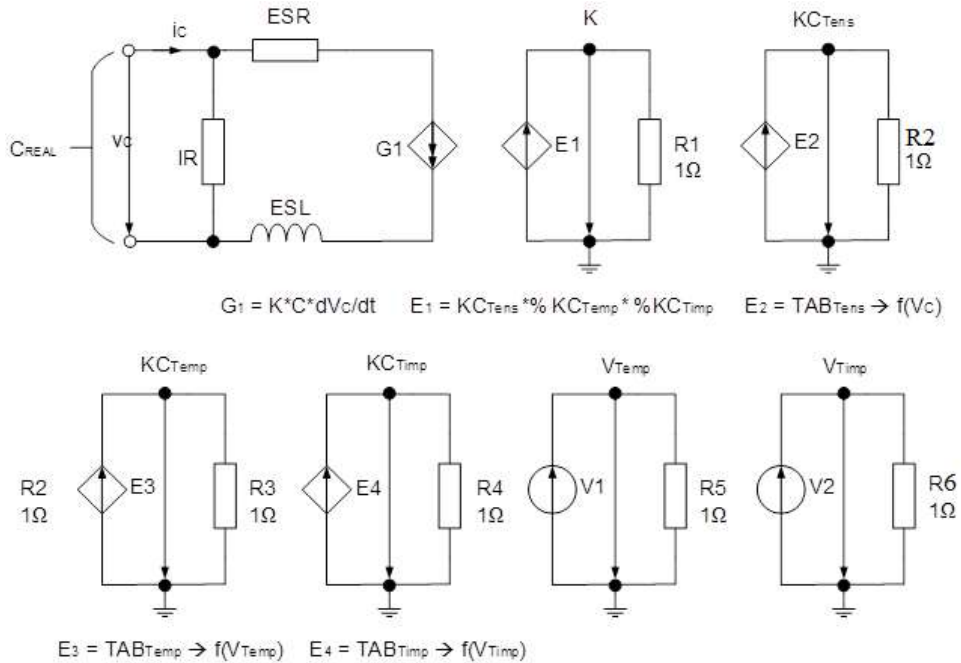


Fig. 3.1.2. Modelul SPICE al unui condensator real neliniar controlat de tensiune.

În figura 3.1.2. G1 este o sursă de curent controlată de tensiune, folosind proprietatea sursei SPICE pentru a varia ieșirea curentului în funcție de o expresie integrată:

$$G_1 = KC \frac{dV_C}{dt} \quad (3.1.1)$$

În această expresie se regăesc următorii parametri: K reprezintă variația procentuală a capacității statice în funcție de tensiune, temperatură și îmbătrânire;
 C reprezintă capacitatea statică a condensatorului (capacitatea nominală declarată de producătorul componente);
 V_C reprezintă tensiunea la bornele condensatorului în funcție de timp;
 E_1 este o sursă de tensiune controlată, valoarea de ieșire depinde de variația capacității statice cu tensiune, temperatura și îmbătrânire.

$$E_1 = KC_{Tens} \times \%KC_{Temp} \times \%KC_{Timp} \quad (3.1.2)$$

KC_{Tens} reprezintă variația procentuală a capacității statice cu variația tensiunii;
 KC_{Temp} reprezintă variația procentuală a capacității statice cu variația temperaturii;
 KC_{Timp} reprezintă variația procentuală a capacității statice odată cu îmbătrânirea;
 E_2 este o sursă de tensiune controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația procentuală a capacității statice declarată de producătorul componente cu tensiunea, intrarea sursei depinzând de valoarea tensiunii la intrarea condensatorului.

$$E_2 = TAB_{Tens} \rightarrow f(V_C) \quad (3.1.3)$$

E_3 este o sursă de tensiune controlată, valoarea de ieșire depinde de variația procentuală a capacității statice declarată de producătorul componentei cu temperatura, intrarea sursei depinzând de valoarea unei tensiuni care variază cu temperatura declarată de producătorul componentei (V_1).

$$E_3 = TAB_{Temp} \rightarrow f(V_{Temp}) \quad (3.1.4)$$

E_4 este o sursă de tensiune controlată, valoarea de ieșire depinde de variația procentuală a capacității statice declarată de producătorul componentei cu îmbătrânirea, intrarea sursei depinzând de valoarea unei tensiuni care variază odată cu îmbătrânirea declarată de producătorul componentei (V_2).

$$E_4 = TAB_{Timp} \rightarrow f(V_{Timp}) \quad (3.1.5)$$

3.1.3 Comparație între modelul unui condensator neliniar modelat în SPICE, al unui condensator din librăria standard și condensatorul real la temperatura de 25°C și o vârstă de funcționare sub 10 ore

Pentru a verifica acuratețea modelului SPICE se va face o comparație a modelului SPICE al condensatorului cu comportamentul condensatorului real și cu comportamentul condensatorului SPICE propus de producătorul de componente pentru diverse circuite.

3.1.3.1 Încărcarea și descărcarea condensatorului

Figura 3.1.3 prezintă schema unui circuit de încărcare și descărcare a unui condensator, care a fost practic realizat. Tensiunea de încărcare și descărcare a condensatorului în punctul V_Real a fost măsurată folosind un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B).

Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

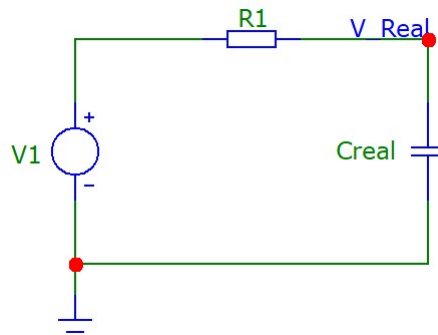


Fig. 3.1.3. Circuit de încărcare și descărcare a unui condensator realizat practic.

În figura 3.1.3. V1 este o sursă de tensiune în treaptă cu o creștere a tensiunii de la 0V la 10V (sursa de tensiune TDK-Lambda).

În figura 3.1.3. Creal este un condensator (KEMET, Y5V Dielectric) de 10 μ F și R1 un rezistor de 180kOhm.

Figura 3.1.4. prezintă un circuit de încărcare și descărcare a unui condensator modelat în SPICE.

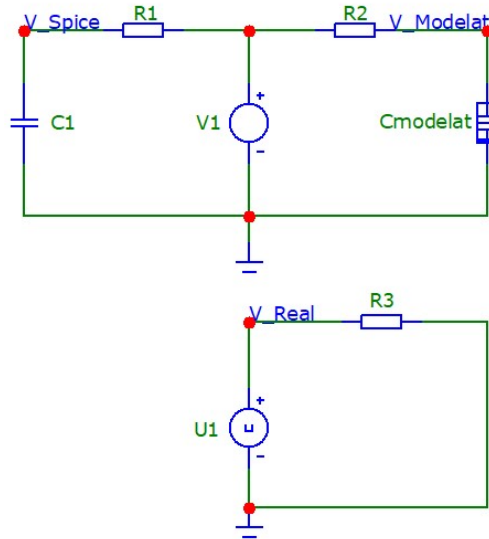


Fig. 3.1.4. Circuitul de încărcare și descărcare a unui condensator realizat în SPICE.

V1 este o sursă de tensiune cu o creștere de tip treaptă de la 0V la 10V.

C1 este un condensator din biblioteca SPICE, model propus de producătorul componente de 10 μ F.

Cmodelat este un condensator neliniar real modelat în SPICE cu o variație a capacității statice în funcție de tensiune.

U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă de tensiune în format .USR.

Valoarea tensiunii este luată cu un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat încărcarea și descărcarea unui condensator real.

În urma simulării circuitului din figura 3.1.4 folosind SPICE, s-a obținut graficul din figura 3.1.5., când condensatorii se încarcă și graficul din figura 3.1.6. când condensatorii se descarcă. R1, R2 și R3 sunt rezistori din librăria standard SPICE de 180k Ω .

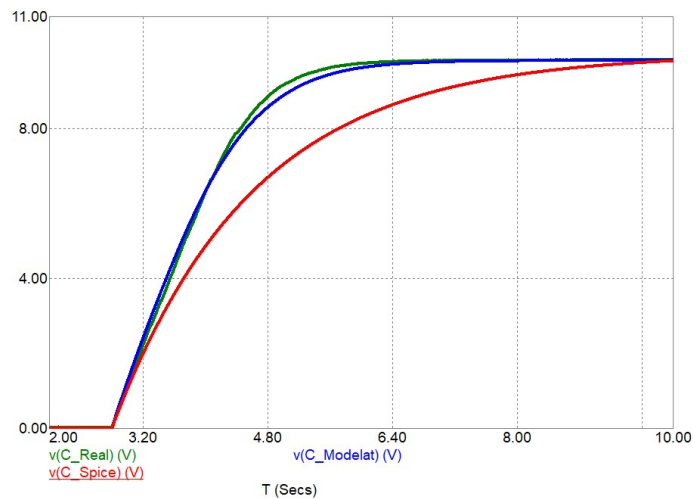


Fig. 3.1.5. Variația în timp a încărcării unui condensator real în comparație cu un model modelat în SPICE și un model SPICE.

Contribuții privind simularea circuitelor neliniare complexe

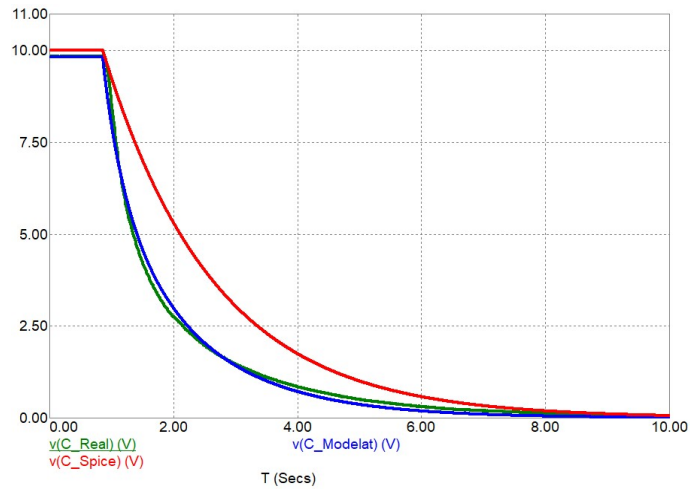


Fig. 3.1.6. Variația în timp a descărcării unui condensator real în comparație cu un model modelat în SPICE și cu un model SPICE.

Graficul de culoare roșie indică variația tensiunii pe condensatorul SPICE, în graficul de culoare albastră indică variația tensiunii pe condensatorul neliniar modelat în SPICE și graficul de culoare verde indică variația tensiunii pe condensatorul real (măsurat cu ajutorul osciloscopului).

Comparând cele două grafice, se poate observa că modelul condensatorului neliniar modelat în SPICE este foarte apropiat de comportamentul condensatorului real.

3.1.3.2 Circuit oscilant

Figura 3.1.7 prezintă schema unui circuit oscilant format dintr-o bobină, un rezistor și un condensator, care a fost realizat practic și variația tensiunii pe condensator în punctul V_Real a fost măsurată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE. Acest circuit este folosit pentru a vedea variația capacității statice într-un circuit oscilant.

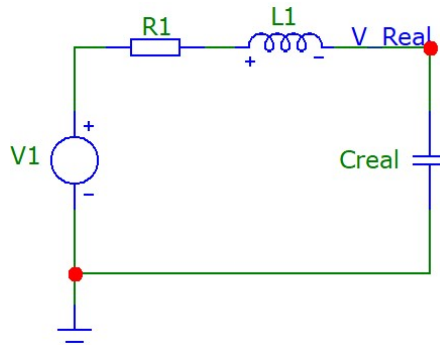


Fig. 3.1.7. Circuit oscilant realizat practic.

În figura 3.1.7. V1 este o sursă de tensiune cu o creștere de tip treaptă de la 0V la 10V (Sursa de tensiune TDK-Lambda). C1 este un condensator (KEMET, Y5V Dielectric) cu o capacitate de 10 μ F, iar L1 este o bobină cu o inductanță de 33 μ H. R1 este un rezistor cu rezistența de 1 Ω .

Figura 3.1.8 prezintă un circuit oscilant modelat în SPICE.

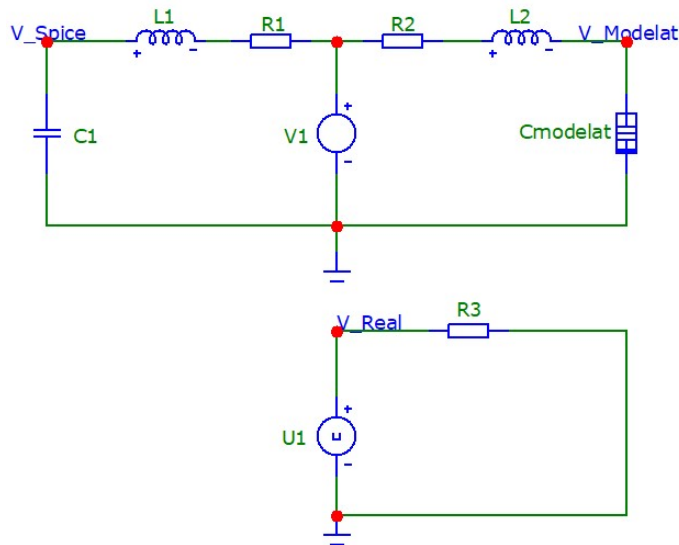


Fig. 3.1.8. Circuit oscilant realizat în SPICE.

V1 este o sursă de tensiune în treaptă cu o creștere de la 0V la 10V, C1 este un condensator din biblioteca SPICE, model propus de producătorul componentelor de $10\mu\text{F}$, C2 este un condensator neliniar modelat în SPICE cu o variație a capacității statice în funcție de tensiune, temperatură și vârstă, L1 și L2 sunt bobine din biblioteca SPICE cu o inductanță de $33\mu\text{H}$, R1 și R2 sunt rezistențe din biblioteca SPICE cu o rezistență de $1\ \Omega$.

U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă de tensiune în format .USR.

Forma de undă a tensiunii este preluată de la un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat variația tensiunii pe condensatorul real.

În urma simulării circuitului din figura 3.1.8. din SPICE s-a obținut graficul din figura 3.1.9., unde se poate observa variația tensiunii pe condensatoare.

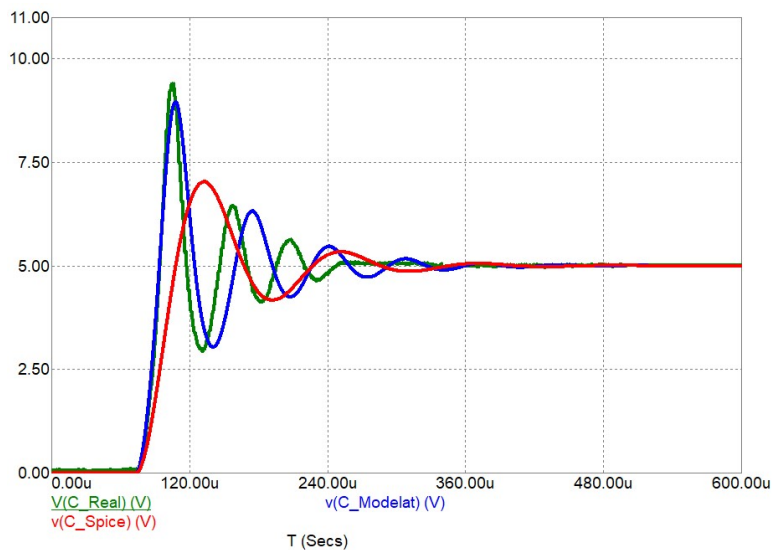


Fig. 3.1.9. Variația în timp a tensiunii unui condensator real în comparație cu un model neliniar modelat în SPICE și un model SPICE într-un circuit oscilant.

Graficul de culoare roșie indică variația tensiunii pe condensatorul SPICE, în graficul de culoare albastră indică variația tensiunii pe condensatorul neliniar modelat în SPICE și

graficul de culoare verde indică variația tensiunii pe condensatorul real (măsurat cu ajutorul osciloscopului).

Comparând semnalele de pe grafic, se poate observa că modelul condensatorului neliniar modelat în SPICE este foarte apropiat de comportamentul condensatorului real.

3.2 Modelul SPICE al unei bobine reale

În acest capitol plecând de la circuitul echivalent al unei bobine reale se creează un model SPICE în care inductanța variază cu valoarea curentului prin bobina, cu temperatura mediului ambiant în care funcționează bobina și cu îmbătrânirea acesteia.

În crearea modelului SPICE se folosesc surse de tensiune ideale controlate în curent și surse de tensiune ideale.

3.2.1 Circuitul echivalent al unei bobine reale

Circuitul echivalent al unei bobine reale este prezentat în figura 3.2.1.

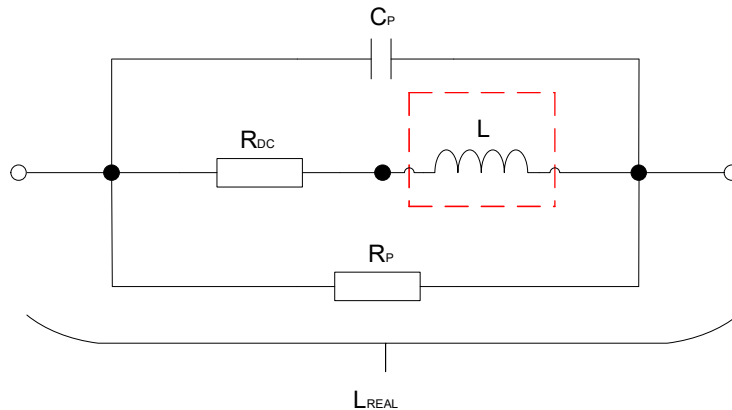


Fig. 3.2.1. Circuitul echivalent al unei bobine reale.

Acest circuit are următoarele componente:

R_{DC} - reprezintă un rezistor parazit introdus în serie cu componenta de inductanță L , reprezintă pierderile datorate firului de cupru al bobinei în curent continuu.

C_P - reprezintă o capacitate parazită în paralel cu inductanța L , aceasta este determinată de potențialele diferite ale spirelor învecinate.

R_P - reprezintă un rezistor parazit introdus în paralel cu componenta de inductanță L , reprezintă pierderile din miezul electromagnetic.

L - reprezintă inductanța bobinei, care depinde de variația curentului și de variația temperaturii.

3.2.2 Modelul SPICE al unei bobine neliniare controlată în curent și variabilă în funcție de temperatură

Având în vedere modelul bobinei reale și ecuațiile bobinei, va fi creat un model SPICE al bobinei reale neliniare controlate în curent. În acest model se ia în considerare variația inductanței cu variația curentului și a temperaturii. De asemenea, în acest model se are în vedere variația inductanței cu frecvența și rezistența în paralel (R_P) (fig. 3.2.2).

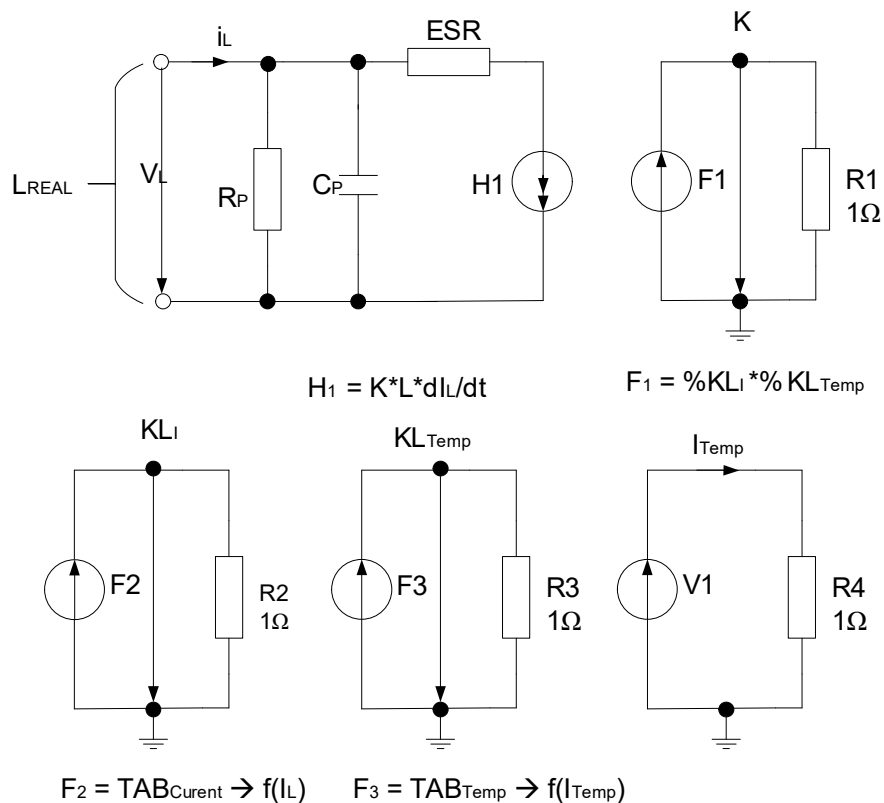


Fig. 3.2.2. Modelul SPICE al unei bobine reale neliniare controlate în curent.

În figura 3.2.2 H1 este o sursă de tensiune controlată în curent, folosind proprietatea sursei SPICE pentru a varia tensiunea de ieșire în funcție de o expresie integrată:

$$H_1 = KL \frac{di_L}{dt} \quad (3.2.1)$$

În expresia de mai sus se regăsesc următorii parametri: K reprezintă variația procentuală a inductanței în funcție de curent și temperatură. L reprezintă inductanța bobinei (inductanța nominală declarată de producătorul componentei). i_L reprezintă curentul prin bobină în funcție de timp.

F_1 este o sursă de curent controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația inductanței cu variația curentului și a temperaturii.

$$F_1 = \%KL_I \times \%KL_{Temp} \quad (3.2.2)$$

KL_I reprezintă variația procentuală a inductanței cu variația curentului.

KLTemp reprezintă variația procentuală a inductanței cu variația temperaturii.

F_2 este o sursă de curent controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația procentuală a inductanței declarată de producătorul componente cu variația curentului, intrarea sursei depinzând de valoarea curentului prin bobină.

$$F_2 = TAB_{Curent} \rightarrow f(I_L) \quad (3.2.3)$$

F_3 este o sursă de curent controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația procentuală a inductanței declarată de producătorul componente cu temperatura, intrarea sursei depinzând de valoarea unui curent care variază cu temperatura declarată de producătorul componente.

3.2.3 Comparație între modelul Spice al unei bobine neliniare, al unei bobine din librăria standard și bobină reală la temperatura de 25°C și o vârsta de funcționare sub 10 ore

3.2.2.1 Circuit oscilant

Pentru a verifica acuratețea modelului SPICE modelat se va face o comparație a modelului SPICE al bobinei cu comportamentul bobinei reale și cu comportamentul bobinei SPICE propus de producătorul componente.

Figura 3.2.3 prezintă schema unui circuit oscilant realizat cu o bobină, un rezistor și un condensator, care a fost studiat experimental.

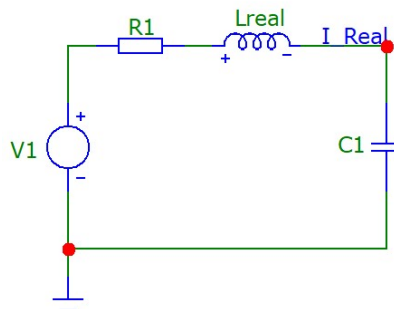


Fig. 3.2.3. Circuit oscilant realizat practic.

Variația curentului prin circuit în punctul I_Real a fost măsurată folosind un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B) și o sondă de curent (Model TCP0150). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

În figura 3.2.3 V1 este o sursă de tensiune cu o creștere de tip treaptă de la 0V la 10V (Sursă de tensiune TDK-Lambda).

În figura 3.2.3 C1 este un condensator (C3225X7R1E106MTJYAN) cu o capacitate de 10uF iar L1 este o bobină cu o inductanță de 100uH a producătorului MURATA (LQH32PZ101MN0).

Figura 3.2.4 prezintă un circuit oscilant modelat în SPICE.

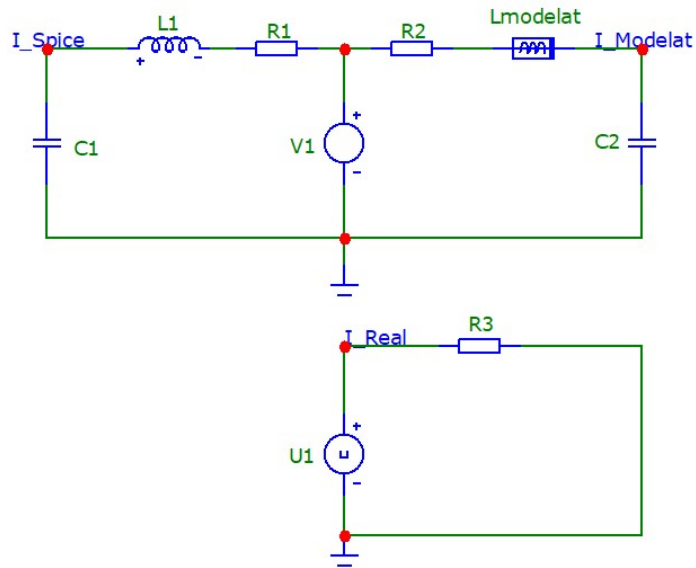


Fig. 3.2.4. Circuit oscilant realizat în SPICE.

V1 este o sursă de tensiune cu o creștere de tip treaptă de la 0V la 10V.

C1 și C2 sunt condensatoare din biblioteca SPICE, model propus de producătorul componentelor de $10\mu\text{F}$.

L1 este o bobină din biblioteca SPICE, model propus de producătorul componente de $100\mu\text{H}$. L2 este o bobină neliniară reală modelată în SPICE cu o variație a inductanței în funcție de curent.

R1 și R2 sunt rezistori din biblioteca SPICE de 1Ω .

U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă a tensiunii în format .USR.

Forma de undă achiziționată folosind un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B) și o sondă de curent (Model TCP0150) a fost utilizată în simulare.

În urma simulării circuitului din figura 3.2.4 folosind SPICE, a fost obținut graficul din figura 3.2.5, unde se poate observa variația curentului.

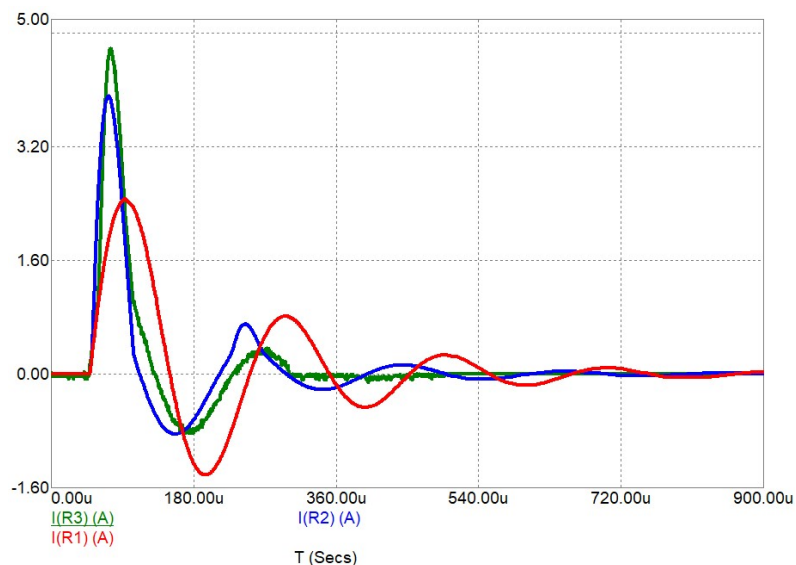


Fig. 3.2.5. Variația în timp a curentului printr-o bobină reală în comparație cu un model neliniar modelat în SPICE și un model SPICE într-un circuit oscilant.

Graficul de culoare roșie indică variația curentului prin bobina SPICE, graficul de culoare albastră indică variația curentului prin bobina neliniară modelată în SPICE și graficul de culoare verde indică variația curentului prin bobina reală (măsurată cu ajutorul osciloscopului).

Comparând graficele, se poate observa că modelul bobinei neliniare realizat în SPICE este foarte apropiat de comportamentul bobinei reale.

3.3 Modelul SPICE al unui rezistor real

În acest paragraf plecând de la circuitul echivalent al unui rezistor real se creează un model SPICE în care rezistența variază cu frecvența la bornele rezistorului, cu temperatura mediului ambiant în care funcționează rezistorul și cu îmbătrânirea acestuia.

În crearea modelului SPICE se folosesc surse de curent ideale controlate în tensiune și surse de tensiune ideale.

3.3.1 Circuitul echivalent al unui rezistor real

Circuitul echivalent al unui rezistor real este prezentat în figura 3.3.1.

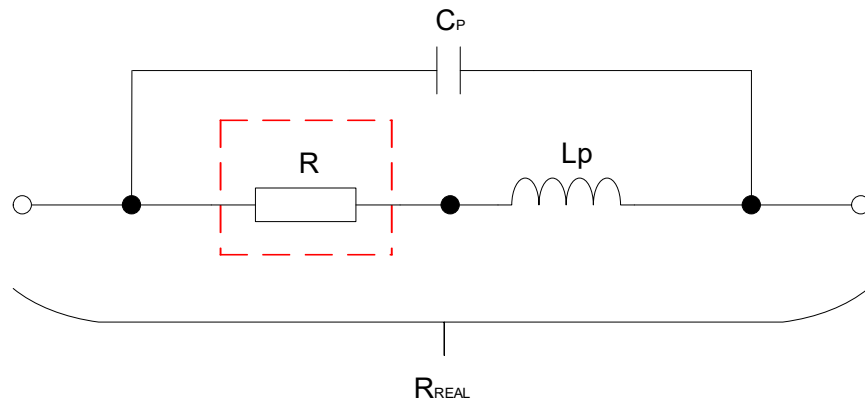


Fig. 3.3.1. Circuitul echivalent al unui rezistor real.

Acest circuit are următoarele componente:

C_P - reprezintă un condensator parazit introdus în paralel cu componenta de rezistență R , se datorează electrozilor, cablurilor și altor componente.

L_P - este un inductor parazit introdus în serie cu componenta de rezistență R , se datorează electrozilor, cablurilor și altor componente.

R - reprezintă rezistența electrică a rezistorului, care este dependentă de variația frecvenței și variația temperaturii.

3.3.2 Modelul SPICE al unui rezistor neliniar variabil în funcție de temperatură și vârstă

Având în vedere modelul rezistorului real și ecuațiile rezistorului, va fi creat un model SPICE al rezistorului real neliniar. În acest model se ia în considerare variația rezistenței cu temperatura și îmbătrânirea. De asemenea, în acest model este luată în considerare variația capacității parazite în paralel cu rezistorul și a inductanței în serie cu rezistorul (fig. 3.3.2).

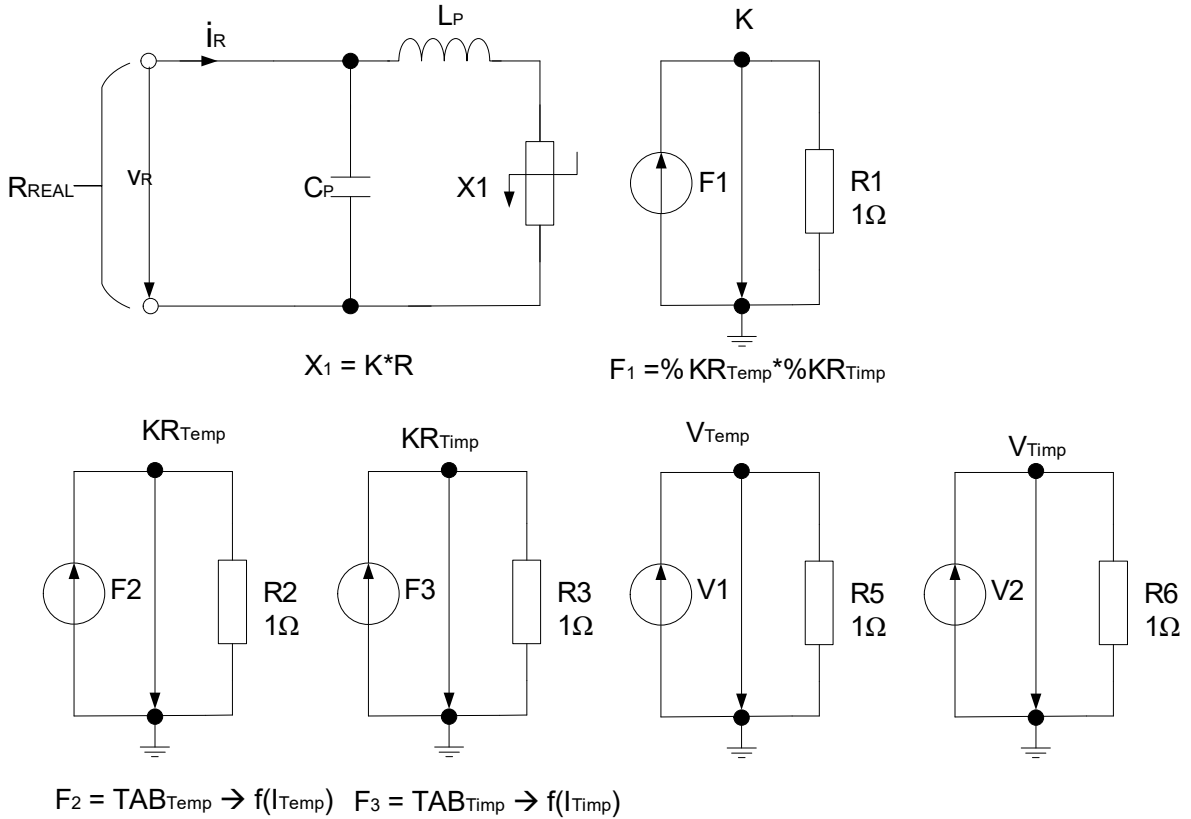


Fig. 3.3.2. Modelul SPICE al unui rezistor real neliniar.

În figura 3.3.2 X1 este un rezistor variabil controlat în tensiune, folosind proprietatea sursei SPICE pentru a varia rezistența în funcție de o expresie integrată:

$$X_1 = KR \quad (3.3.1)$$

În această expresie se regăsesc următorii parametri: K reprezintă variația procentuală a rezistenței în funcție de temperatură și îmbătrânire.

R reprezintă rezistența rezistorului (rezistența nominală declarată de producătorul componentei).

F1 este o sursă de tensiune controlată, valoarea de ieșire depinde de variația rezistenței cu temperatură și îmbătrânirea.

$$F_1 = \%RC_{Temp} \times \%RC_{Timp} \quad (3.3.2)$$

KC_{Temp} reprezintă variația procentuală a rezistenței cu variația temperaturii.

KC_{Timp} reprezintă variația procentuală a rezistenței odată cu îmbătrânirea.

F_2 este o sursă de tensiune controlată, valoarea de ieșire depinde de variația procentuală a rezistenței declarată de producătorul componentei cu temperatura, intrarea sursei depinzând de valoarea unei tensiuni care variază cu temperatura declarată de producătorul componentei (V_1).

$$F_2 = TAB_{Temp} \rightarrow f(V_{Temp}) \quad (3.3.3)$$

F_3 este o sursă de tensiune controlată, valoarea de ieșire depinde de variația procentuală a rezistenței declarată de producătorul componentei cu îmbătrânirea, intrarea sursei depinzând de valoarea unei tensiuni care variază odată cu îmbătrânirea declarată de producătorul componentei (V_2).

$$E_3 = TAB_{Timp} \rightarrow f(V_{Timp}) \quad (3.3.4)$$

3.3.3 Comparație între modelul SPICE al unui rezistor neliniar, al unui rezistor din librăria standard și rezistorul real la o vârstă de funcționare sub 10 ore

Pentru a verifica acuratețea modelului SPICE se va face o comparație a modelului modelat în SPICE al rezistorului cu comportamentul rezistorului real și cu comportamentul rezistorului SPICE propus de producătorul de componente pentru diverse circuite.

3.3.3.1 Divizor rezistiv la 25°C

Figura 3.3.3 prezintă schema unui divizor rezistiv, care a fost realizat practic. Tensiunea a fost măsurată în punctul V_Real folosind un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

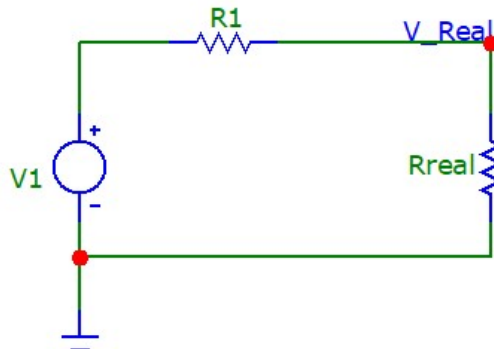


Fig. 3.3.3. Divizor rezistiv realizat practic.

În figura 3.3.3 V_1 este o sursă de tensiune în treaptă cu o creștere de la 0V la 10V (sursă de tensiune TDK-Lambda).

În figura 3.3.3 R_1 este un rezistor cu folie de metal de 1 k Ω . R_2 este un rezistor cu glazură de metal de 1k Ω (acest model de model a fost ales deoarece are o variație mare a rezistenței în funcție de frecvență și temperatură)

Figura 3.3.4 prezintă un circuit modelat în SPICE.

Contribuții privind simularea circuitelor neliniare complexe

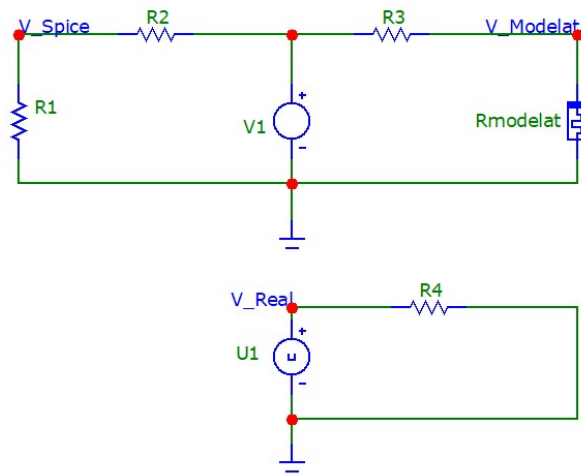


Fig. 3.3.4. Divizor rezistiv realizat în SPICE.

V1 este o sursă de tensiune în treaptă cu o creștere de la 0V la 10V sau o sursă de tensiune sinusoidală cu o frecvență de 50MHz.

R1, R2, R3, R4 sunt rezistori din biblioteca SPICE cu o valoare de 1kOhm.

Rmodelat este un rezistor neliniar real modelat în SPICE cu o variație a rezistenței în funcție de temperatură și frecvență.

U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă în tensiune în format .USR.

Tensiunea luată de la un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat căderea de tensiune pe un rezistor real.

În urma simulării circuitului din figura 3.3.4 folosind SPICE, s-a obținut graficul din figura 3.3.5, figura 3.3.6 și din figura 3.3.7, unde se poate observa variația tensiunii respectiv valoarea rezistenței pentru cei trei rezistori studiați.

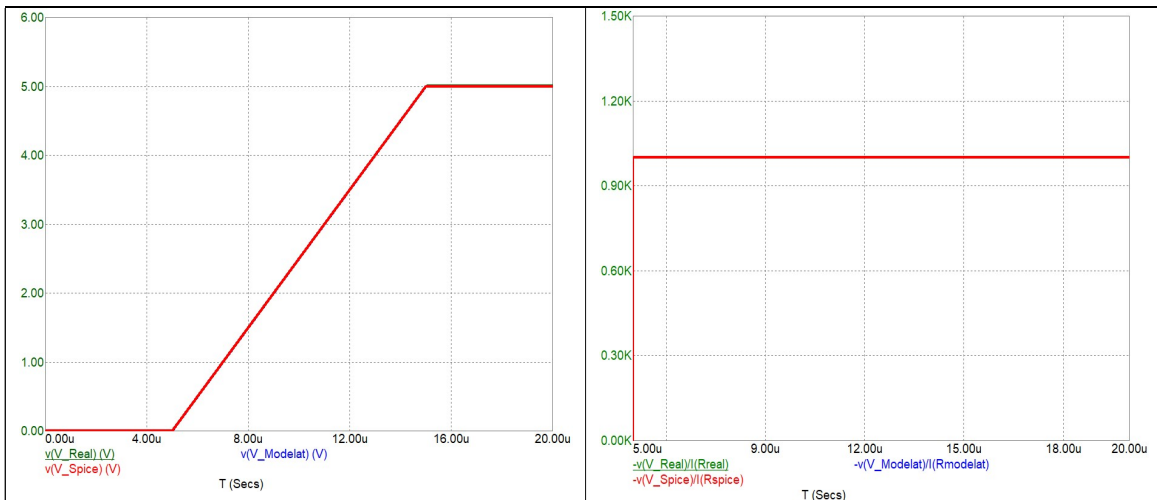


Fig. 3.3.5. Variația în timp a căderii de tensiune pe un rezistor real în comparație cu un model neliniar modelat în SPICE și un model SPICE la o creștere rampă a tensiunii de alimentare.

Fig. 3.3.6. Valoarea rezistenței a unui rezistor real în comparație cu un model neliniar modelat în SPICE și un model SPICE la o creștere rampă a tensiunii de alimentare.

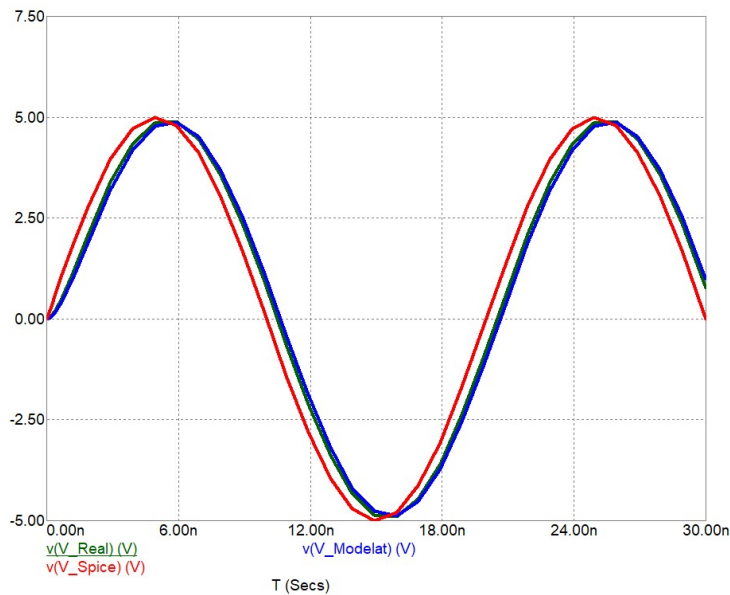


Fig. 3.3.7. Variația în timp a căderii de tensiune pe un rezistor real în comparație cu un model neliniar modelat în SPICE și un model SPICE la o frecvență de 50MHz.

4 CONTRIBUȚII PRIVIND SIMULAREA DIODELOR ȘI TRANZISTOARELOR ÎN SPICE

Autorul creează modele noi echivalente ale diodelor și tranzistoarelor după modelul cărora se creează modele SPICE noi și performante pentru cele mai utilizate componente electronice (dioda redresoare, dioda stabilizatoare, tranzistor bipolar și tranzistor MOS-FET). Aceste modele sunt comparate cu modele SPICE deja existente și cu comportamentul real în diverse circuite al componentei studiate.

4.1 Modelul SPICE al unei diode redresoare reale

În acest paragraf plecând de la circuitul echivalent al unei diode redresoare reale se creează un model SPICE în care căderea de tensiune pe diodă variază cu valoarea curentului prin diodă și cu temperatura mediului ambiant în care funcționează dioda.

În crearea modelului SPICE se folosesc surse de tensiune ideale controlate în curent și surse de tensiune ideale.

4.1.1 Circuitul echivalent al unei diode redresoare reale

Ținând cont de aceste zone de funcționare și că dioda nu este ideală, în figura 4.1.1 este prezentat modelul unei diode redresoare reale.

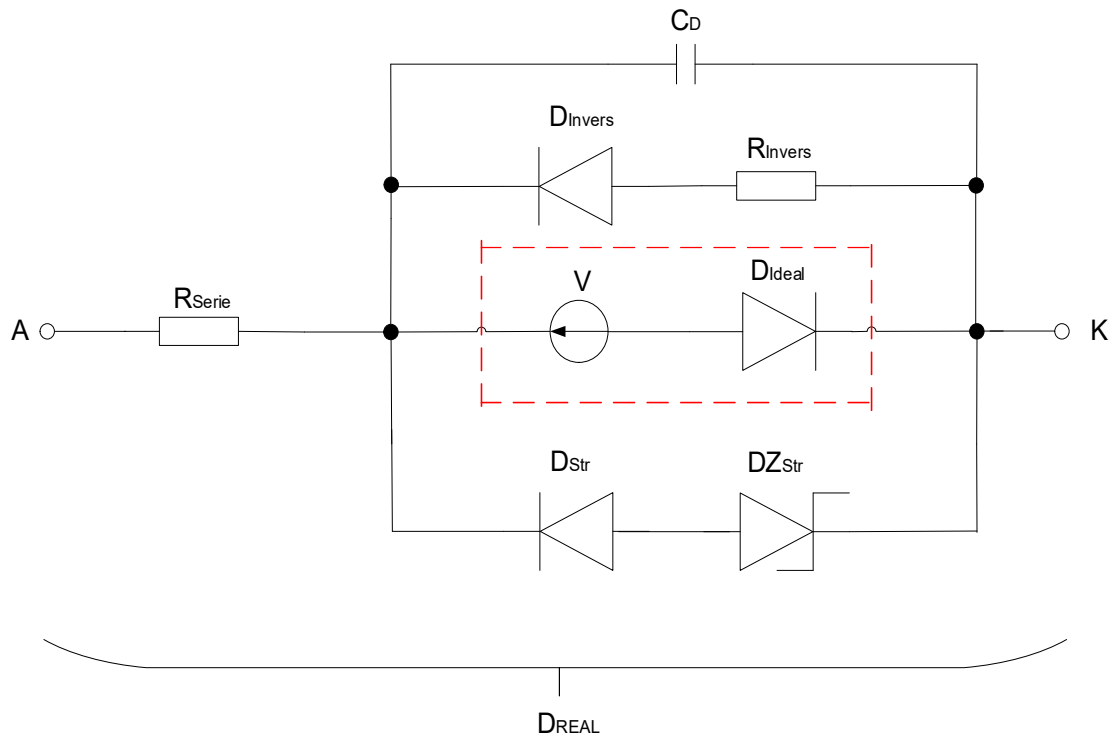


Fig. 4.1.1. Circuitul echivalent al unei diode redresoare reale.

Acest circuit are următoarele componente:

R_{Serie} – rezistor parazit în serie cu dioda ideală

C_D – condensator parazit în serie cu dioda ideală

D_{Invers} – dioda ideală redresoare pentru a realiza curentul invers

R_{Invers} – rezistor pentru a limita curentul invers

V – sursă de tensiune dependentă de curentul prin diodă (D_{Ideal}) și temperatura diodei (D_{Ideal})

D_{Str} – dioda ideală redresoare folosită pentru a simula tensiunea inversă

DZ_{Str} – dioda Zenner ideală folosită pentru a simula tensiunea inversă

4.1.2 Modelul SPICE al unei diode redresoare reale

Având în vedere modelul diodei reale în continuare va fi creat un model SPICE al diodei reale a cărei cădere de tensiune variază cu variația curentului prin diodă și cu temperatura diodei. De asemenea, în acest model este luată în considerare rezistența în serie (R_{Serie}) și capacitatea parazită cu frecvența (C_D) (fig. 4.1.2).

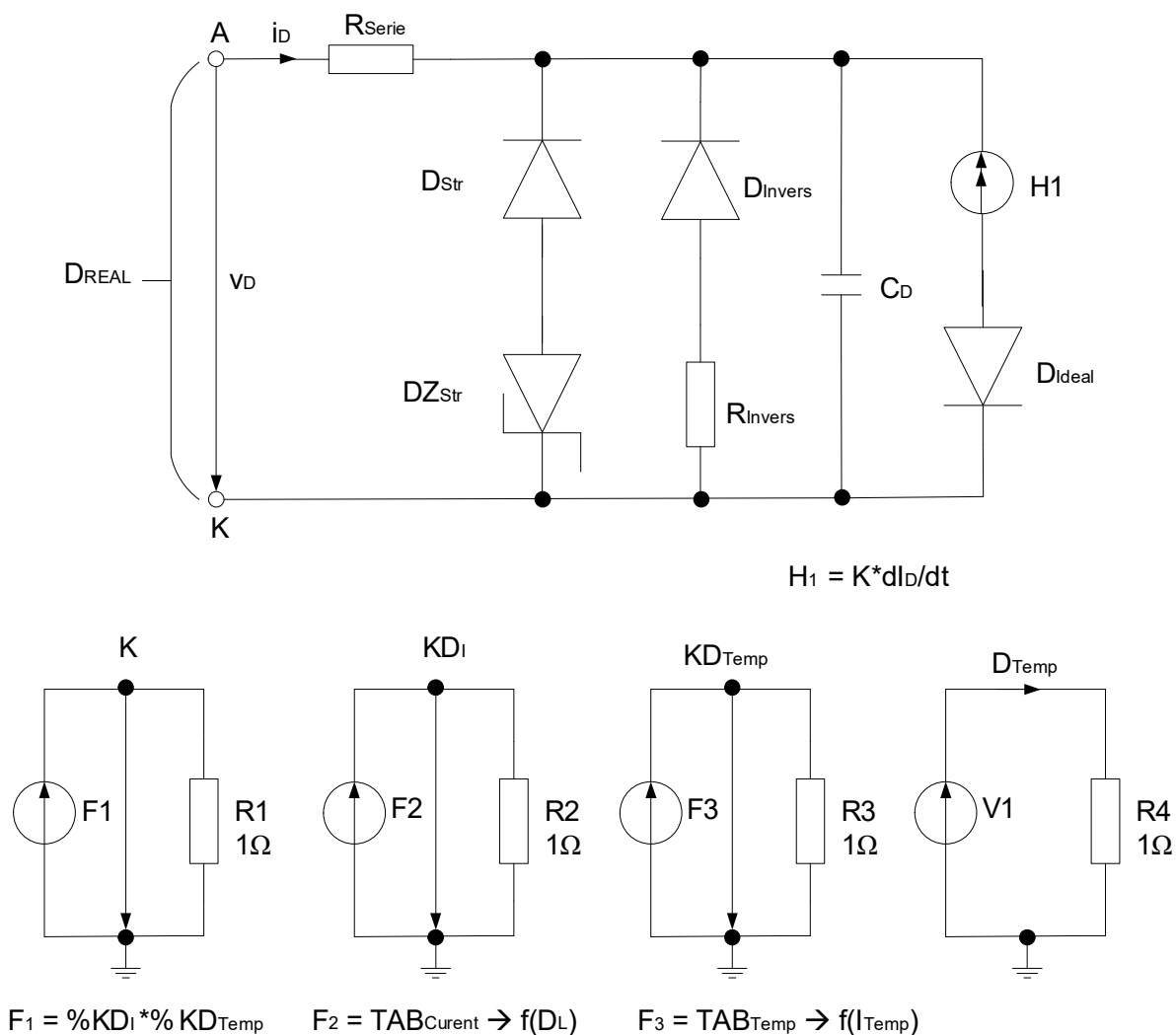


Fig. 4.1.2. Modelul SPICE al unei diode redresoare reale.

În figura 4.1.2 H1 este o sursă de tensiune controlată în curent, utilizând proprietatea sursei SPICE pentru a varia ieșirea de tensiune în funcție de o expresie integrată:

$$H_1 = K \frac{dI_D}{dt} \tag{4.1.1}$$

În această expresie există următorii parametri: K reprezintă variația procentuală a tensiunii în funcție de curentul prin diodă și de temperatura diodei. I_D reprezintă curentul prin dioda redresoare.

F_1 este o sursă de curent controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația tensiunii în funcție de curentul prin dioda și temperatura diodei.

$$F_1 = \%KD_I \times \%KD_{Temp} \tag{4.1.2}$$

KD_I reprezintă variația procentuală a căderii de tensiune cu variația curentului prin diodă. KD_{Temp} reprezintă variația procentuală a căderii de tensiune cu variația temperaturii.

F_2 este o sursă de curent controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația procentuală a căderii de tensiune declarate de producătorul componente cu intensitatea curentului, intrarea sursei fiind în funcție de valoarea curentului prin dioda.

$$F_2 = TAB_{Curent} \rightarrow f(D_I) \quad (4.1.3)$$

F_3 este o sursă de curent controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația procentuală a căderii de tensiune declarate de producător cu temperatura.

$$F_3 = TAB_{Temp} \rightarrow f(I_{Temp}) \quad (4.1.4)$$

4.1.3 Comparație între modelul SPICE al unei diode redresoare modelate în SPICE, al unei diode redresoare din librăria standard și o diodă redresoare reală la temperatura de 25°C și o vârstă de funcționare sub 10 ore

Pentru a verifica acuratețea modelului SPICE se va face o comparație a modelului modelat în SPICE al diodei redresoare cu comportamentul diodei redresoare reale și cu comportamentul diodei redresoare SPICE propus de producătorul componente în diverse circuite.

4.1.3.1 Validarea modelului SPICE – tensiune directă (I~1mA)

Figura 4.1.3 reprezintă schema unui circuit de funcționare a unei diode redresoare în conducție directă, care a fost realizată practic. Căderea de tensiunea în punctul V_Real a fost măsurată folosind un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B).

Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

În figura 4.1.3 V1 este o sursă de tensiune de tip rampă cu o creștere de la 0V la 10V (sursa de tensiune TDK-Lambda).

În figura 4.1.3 Dreal este o diodă (BAV99) și R1 un rezistor de 10kOhm.

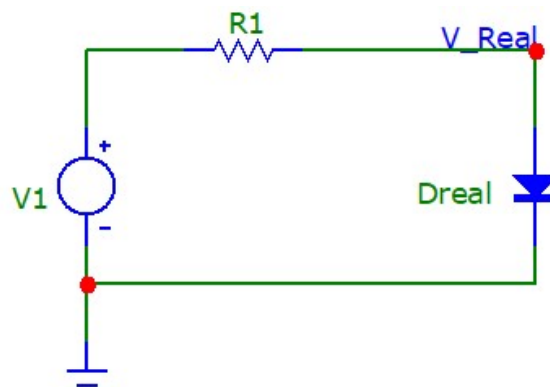


Fig. 4.1.3. Căderea de tensiune pe o diodă reală – circuit realizat practic.

Figura 4.1.4 prezintă un circuit de funcționare a unei diode redresoare în conducție modelat în SPICE.

V1 este o sursă de tensiune cu o creștere de tip rampă de la 0V la 10V.

D1 este o diodă din biblioteca SPICE, un model propus de producătorul componente.

Dmodelat este o diodă redresoare reală modelată în SPICE cu o variație a tensiunii în funcție de curentul prin diodă.

R1, R2, R3 sunt rezistori de 10kOhm din biblioteca SPICE.

U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă de tensiune în format .USR.

Tensiunea preluată de la un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat căderea de tensiune pe o diodă reală.

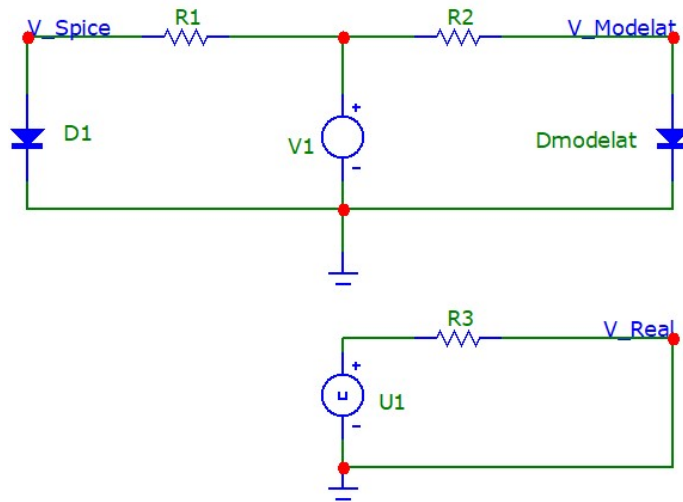


Fig. 4.1.4. Căderea de tensiune pe o diodă (modelată în SPICE, SPICE, Reală) – circuit realizat în SPICE.

În urma simulării circuitului din figura 4.1.4 folosind SPICE, a fost obținut graficul din figura 4.1.5.

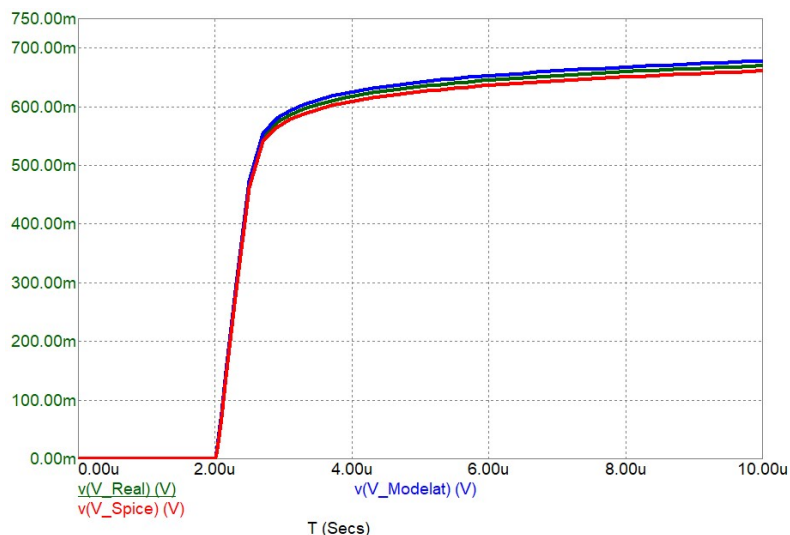


Fig. 4.1.5. Căderea de tensiune pe o diodă reală în comparație cu o diodă neliniara modelată în SPICE și a unei diode modelul SPICE.

Graficul de culoare roșie indică căderea de tensiune pe dioda redresoare SPICE, graficul de culoare albastră indică căderea de tensiune pe dioda redresoare modelată în

SPICE, iar graficul de culoare verde indică căderea de tensiune pe dioda reală (măsurată cu ajutorul osciloscopului).

Comparând cele trei grafice, se poate observa că modelul diodei reale modelate în SPICE este foarte apropiat de comportamentul diodei reale și reprezintă un caz mai defavorabil decât dioda reală.

4.1.3.2 Validarea modelului SPICE – tensiune directă (I~10mA, I~100mA)

În figura 4.1.3 respectiv în figura 4.1.4 se vor modifica valorile rezistențelor R1, R2 și R3 astfel încât să avem un curent prin circuit de 10mA respectiv de 100mA. Rezultatele simulării sunt prezentate în figura 4.1.6 pentru un curent de 10mA și în figura 4.1.7 pentru un curent de 100mA.

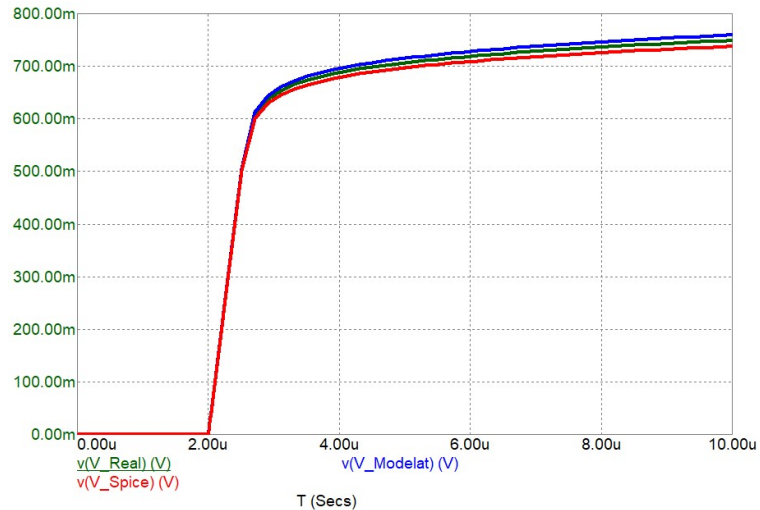


Fig. 4.1.6. Căderea de tensiune pe o diodă reală în comparație cu o diodă neliniară modelată în SPICE și a unei diode modelul SPICE (I=10mA).

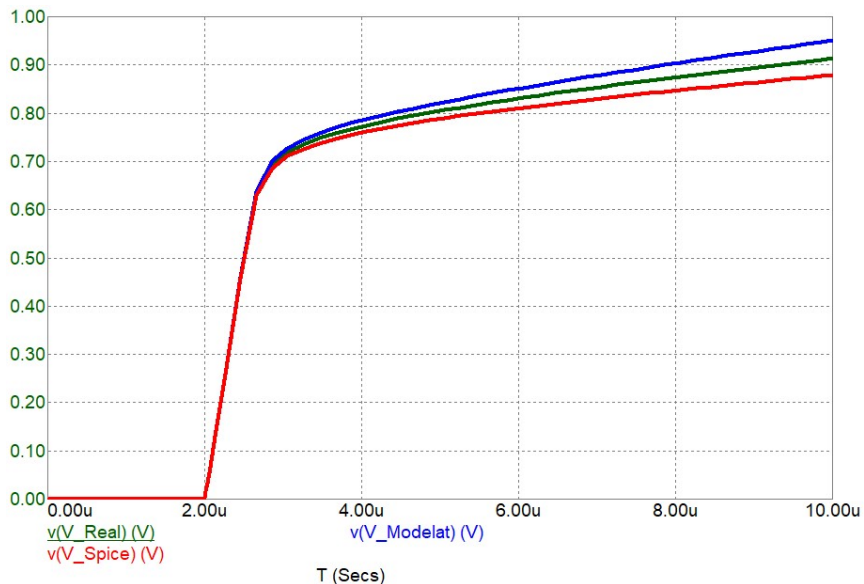


Fig. 4.1.7. Căderea de tensiune pe o diodă reală în comparație cu o diodă modelată în SPICE și a unei diode modelul SPICE ($I=100\text{mA}$).

4.1.3.3 Validarea modelului SPICE – tensiune inversă

Figura 4.1.8 reprezintă schema unui circuit de funcționare a unei diode redresoare în conducție inversă, care a fost realizată practic, iar variația curentului prin diodă în punctul I_Real a fost măsurată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B) și o sondă de curent (Model TCP0150). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

În figura 4.1.8 V1 este o sursă de tensiune continuă (sursă de tensiune TDK-Lambda). D_Real este o diodă (BAV99) și R1 un rezistor de $10\text{k}\Omega$.

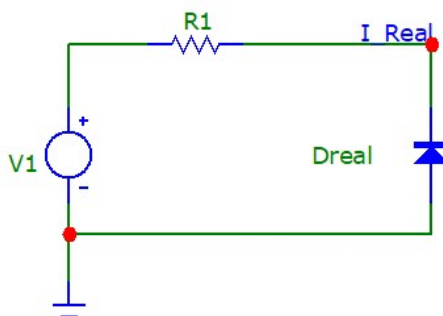


Fig. 4.1.81. Circuit pentru a verifica curentul de pierdere printr-o diodă reală – circuit realizat practic.

Figura 4.1.9 prezintă un circuit de funcționare a unei diode redresoare în conducție inversă modelat în SPICE, D1 este o diodă din biblioteca SPICE, un model propus de producătorul componentei. V2 este o sursă de tensiune continuă.

D_Modelat este o diodă redresoare reală modelată în SPICE cu o variație a tensiunii în funcție de curent.

U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă de curent în format .USR.

Valoarea curentului electric preluat cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B) și o sondă de curent (Model TCP0150), cu care s-a măsurat curentul printr-o diodă reală.

Contribuții privind simularea circuitelor neliniare complexe

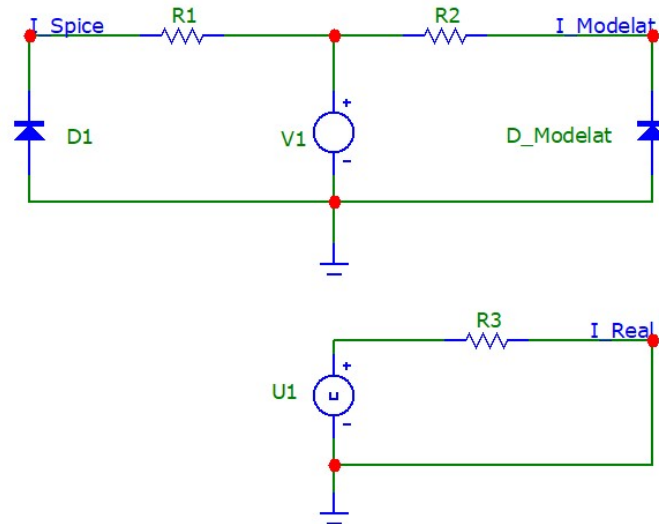


Fig. 4.1.9. Circuit pentru a verifica curentul printr-o diodă (modelată în SPICE, SPICE, Reală) – circuit realizat în SPICE.

În urma simulării circuitului din figura 4.1.9, folosind SPICE, a fost obținut graficul din figura 4.1.10.

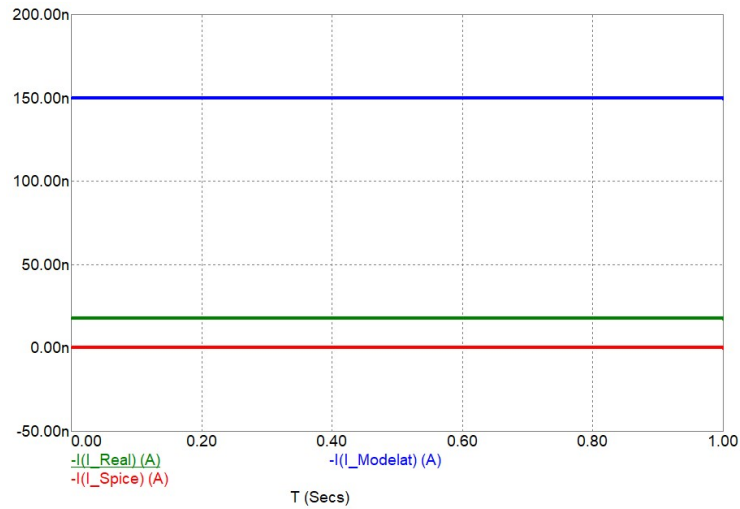


Fig. 4.1.10. Curentul printr-o diodă reală în comparație cu o diodă modelată în SPICE și o diodă modelul SPICE.

Graficul de culoare roșie indică curentul printr-o diodă redsoare SPICE, graficul de culoare albastră indică curentul printr-o diodă redsoare modelata în SPICE iar graficul de culoare verde indică curentul printr-o diodă reală (măsurată cu ajutorul osciloscopului).

Comparând cele trei grafice, se poate observa că modelul diodei modelate în SPICE reprezintă cazul cel mai defavorabil (unde curentul de pierdere este de 150nA, valoare regăsită și în datele de catalog a componentei). Acest model SPICE ajută la calculul de curentului maxim de pierdere într-o schemă complexă.

4.2 Modelul SPICE al unei diode stabilizatoare reale

În acest paragraf plecând de la circuitul echivalent al unei diode stabilizatoare e reale se creează un model SPICE în care căderea de tensiune pe diodă variază cu valoarea curentului prin diodă și cu temperatura mediului ambiant în care funcționează dioda. În crearea modelului SPICE se folosesc surse de tensiune ideale controlate în curent și surse de tensiune ideale.

4.2.1 Circuitul echivalent al unei diode stabilizatoare reale

Ținând cont de aceste zone de funcționare și că dioda nu este ideală, în figura 4.2.1 este prezentat modelul unei diode stabilizatoare reale.

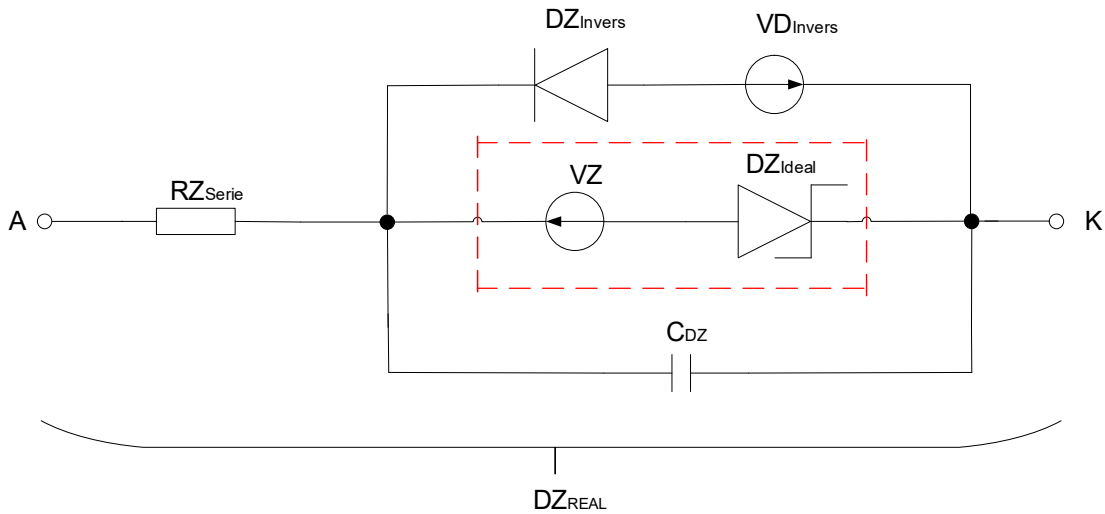


Fig. 4.2.1. Circuitul echivalent al unei diode stabilizatoare reale.

Acest circuit are următoarele componente:

R_{Serie} – rezistor parazit în serie cu dioda Zenner ideală

C_{DZ} – condensator parazit în serie cu dioda Zenner ideală

DZ_{Invers} – diodă ideală pentru a realiza curentul invers

VD_{Invers} – sursă de tensiune dependentă de curentul prin dioda (D_{Ideal}) și temperatura diodei (D_{Ideal}) pentru a realiza curentul invers

VZ – sursă de tensiune dependentă de curentul prin dioda (DZ_{Ideal}) și temperatura diodei (DZ_{Ideal}) pentru a realiza curentul prin diodă

DZ_{Ideal} – dioda Zenner ideală folosită pentru a simula tensiunea directă

4.2.2 Modelul SPICE al unei diode stabilizatoare reale

Având în vedere modelul diodei reale în continuare va fi creat un model SPICE al diodei stabilizatoare reale a cărei cădere de tensiune variază cu variația curentului prin diodă

și cu temperatura diodei. De asemenea, în acest model este luată în considerare rezistența în serie (R_{Serie}) și capacitatea parazită cu frecvența (C_D) (fig. 4.2.2).

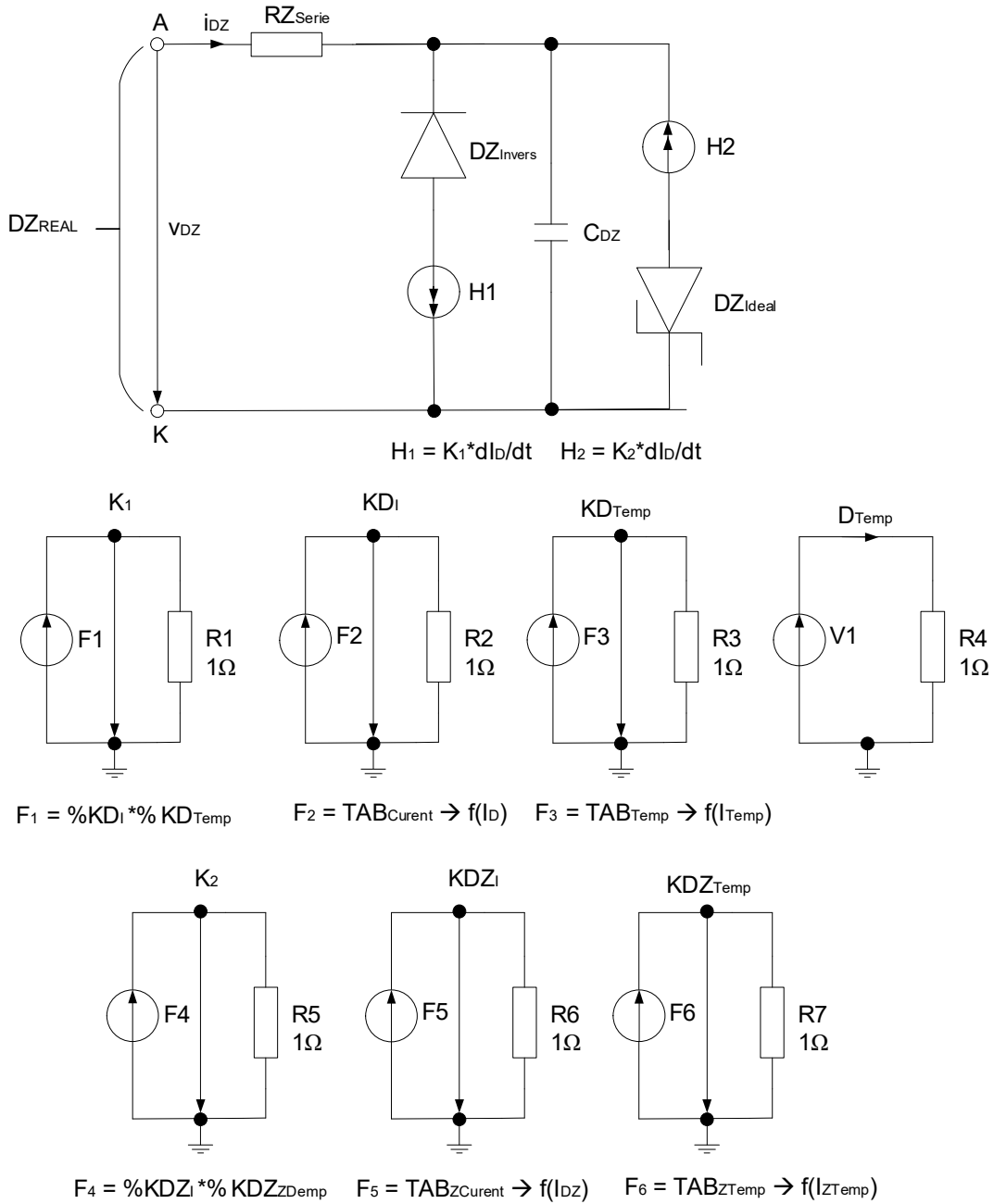


Fig. 4.2.2. Modelul SPICE al unei diode stabilizatoare reale.

În figura 4.2.2 H_1 și H_2 reprezintă surse de tensiune controlate în curent, utilizând proprietatea sursei SPICE pentru a varia ieșirea de tensiune în funcție de o expresie integrată:

$$H_1 = K_1 \frac{dI_D}{dt} \quad (4.2.1)$$

$$H_{12} = K_2 \frac{dI_D}{dt} \quad (4.2.2)$$

În această expresie există următorii parametri: K_1 și K_2 reprezintă variația procentuală a tensiunii în funcție de curentul prin diodă și de temperatura diodei. I_D reprezintă curentul prin dioda Zenner.

F_1 și F_4 sunt surse de curent controlate, a căror valoare de ieșire depinde de variația tensiunii pe diodă cu variația curentului și a temperaturii.

$$F_1 = \%KD_I \times \%KD_{Temp} \quad (4.2.3)$$

$$F_4 = \%KDZ_I \times \%KDZ_{ZTemp} \quad (4.2.4)$$

KD_I și KDZ_I reprezintă variația procentuală a căderii de tensiune cu variația curentului prin diodă (conducție directă și inversă).

KD_{Temp} reprezintă variația procentuală a căderii de tensiune cu variația temperaturii.

F_2 și F_4 sunt surse de curent controlate, a căror valoare de ieșire depinde de variația procentuală a căderii de tensiune declarate de producătorul componente cu intensitatea curentului, intrarea surselor fiind în funcție de valoarea curentului prin diodă (conducție directă și inversă).

$$F_2 = TAB_{Curent} \rightarrow f(D_I) \quad (4.2.5)$$

$$F_5 = TAB_{ZTCurent} \rightarrow f(D_{DZ}) \quad (4.2.6)$$

F_3 și F_6 sunt surse de curent controlate, a căror valoare de ieșire depinde de variația procentuală a căderii de tensiune declarate de producător cu temperatura.

$$F_3 = TAB_{Temp} \rightarrow f(I_{Temp}) \quad (4.2.7)$$

$$F_6 = TAB_{Temp} \rightarrow f(I_{ZTTemp}) \quad (4.2.8)$$

4.2.3 Comparație între modelul SPICE propus al unei diode stabilizatoare cu o dioda stabilizatoare din librăria standard și cu o dioda stabilizatoare reală la temperatura de 25° C și o vârstă de funcționare sub 10 ore

Pentru a verifica acuratețea modelului SPICE se va face o comparație a modelului SPICE al diodei stabilizatoare cu comportamentul diodei stabilizatoare reale și cu comportamentul SPICE al diodei stabilizatoare propus de producătorul componente.

4.2.3.1 Validarea modelului Spice – tensiune directă (I~5mA)

Figura 4.2.3 reprezintă schema unui circuit de funcționare a unei diode stabilizatoare în conducție directă, care a fost realizată practic. Căderea de tensiunea în punctul V_Real a fost măsurată folosind un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B).

Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

În figura 4.2.3 V1 este o sursă de tensiune continuă de 10V (sursa de tensiune TDK-Lambda).

În figura 4.2.3 D_Real este o diodă stabilizatoare (BZX84_C5V1) și R1 un rezistor de 10kOhm.

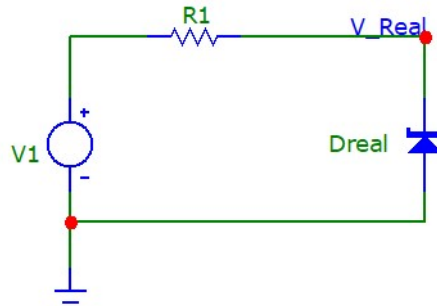


Fig. 4.2.3. Căderea de tensiune pe o diodă stabilizatoare reală – circuit realizat practic.

Figura 4.2.4 prezintă un circuit de funcționare a unei diode stabilizatoare în conducție directă modelat în SPICE.

V1 este o sursă de tensiune continuă de 10V.

D1 este o diode stabilizatoare din biblioteca SPICE, un model propus de producătorul componentei.

Dmodelat_max și Dmodelat_min sunt diode stabilizatoare reale modelate în SPICE cu o variație a tensiunii în funcție de curentul prin ele.

U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă a tensiunii în format .USR.

R1, R2, R3, R4 și R5 sunt rezistori din librăria standard SPICE cu o valoare a rezistenței de $1k\Omega$.

Tensiunea achiziționată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat căderea de tensiune pe o diodă reală.

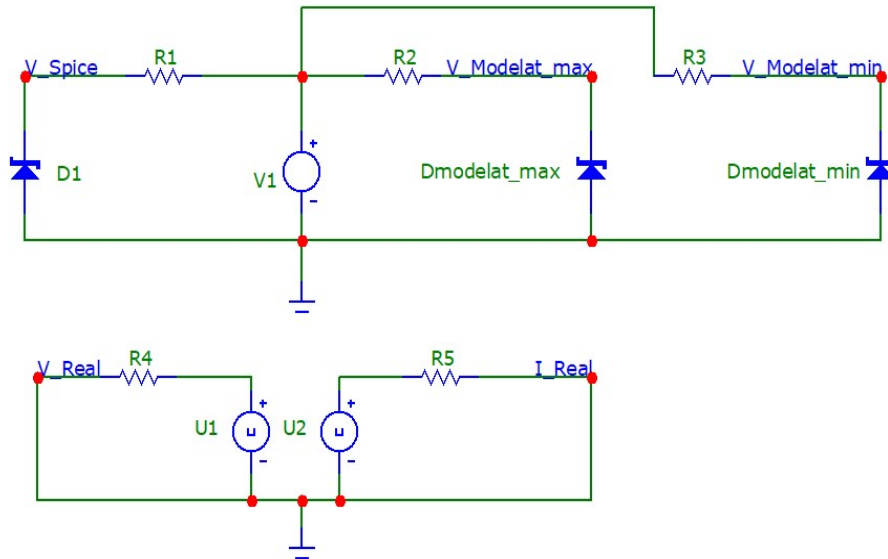


Fig. 4.2.4. Căderea de tensiune pe o dioda stabilizatoare (modelată în SPICE, SPICE, Reală) – circuit realizat în SPICE.

În urma simulării circuitului din figura 4.2.4 folosind SPICE, a fost obținut graficul din figura 4.2.5.

Contribuții privind simularea circuitelor neliniare complexe

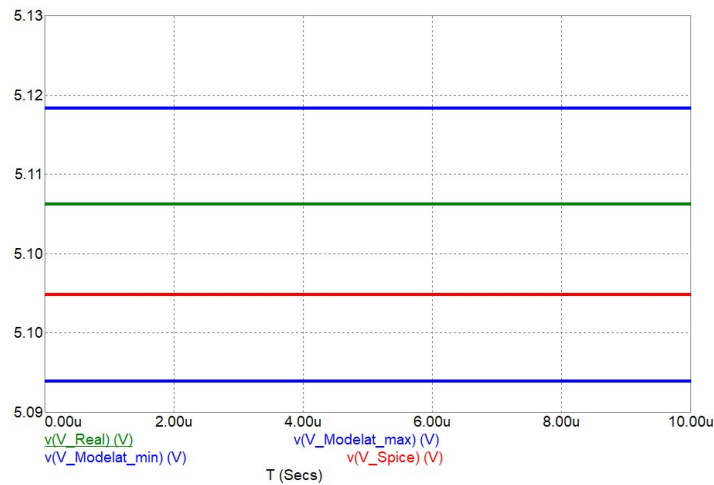


Fig. 4.2.5. Căderea de tensiune pe o dioda Zenner reală în comparație cu o diode Zenner neliniară modelată în SPICE și a unei diode Zenner modelul SPICE.

Graficul de culoare roșie indică căderea de tensiune pe dioda stabilizatoare SPICE, graficul de culoare albastră indică căderea de tensiune pe dioda stabilizatoare modelată în SPICE (minimă și maximă) iar graficul de culoare verde indică căderea de tensiune pe dioda reala (măsurată cu ajutorul osciloscopului).

Comparând cele patru grafice, se poate observă că modelul diodei reale modelate în SPICE reprezintă cazurile cele mai defavorabile (maxim și minim).

4.2.3.2 Validarea modelului SPICE – tensiune inversă ($I \sim 1\text{mA}$)

Figura 4.2.6 reprezintă schema unui circuit de funcționare a unei diode Zenner în conducție inversă, care a fost realizată practic, iar variația tensiunii pe diodă în punctul V_Real a fost măsurată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

În figura 4.2.6 V1 este o sursă de tensiune de tip rampă de la 0V la 10V (sursa de tensiune TDK-Lambda). Dreal este o diodă (BZX84_C5V1) și R1 un rezistor de 10kOhm.

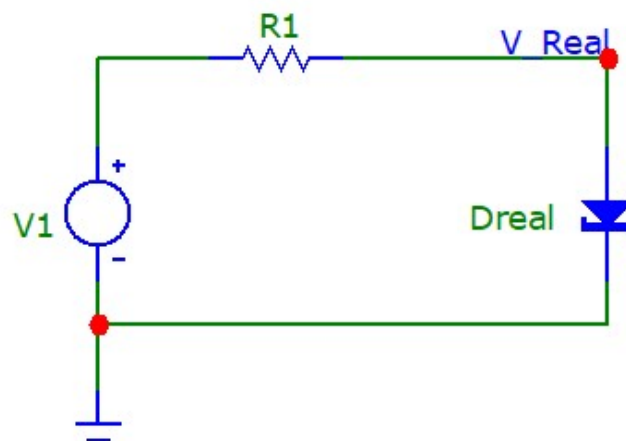


Fig. 4.2.6. Căderea de tensiune pe o diodă Zenner reală – circuit realizat practic.

Figura 4.2.7 prezintă un circuit de funcționare a unei diode Zenner în conducție inversă modelată în SPICE, D1 este o diodă din biblioteca SPICE, un model propus de producătorul componentei. V1 este o sursă de tensiune de tip rampă de la 0V la 10V.

Dmodelat este o diodă redresoare reală modelată în SPICE cu o variație a tensiunii în funcție de curent.

U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă a tensiunii în format .USR.

Tensiunea preluată de la un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat căderea de tensiune pe o dioda reală.

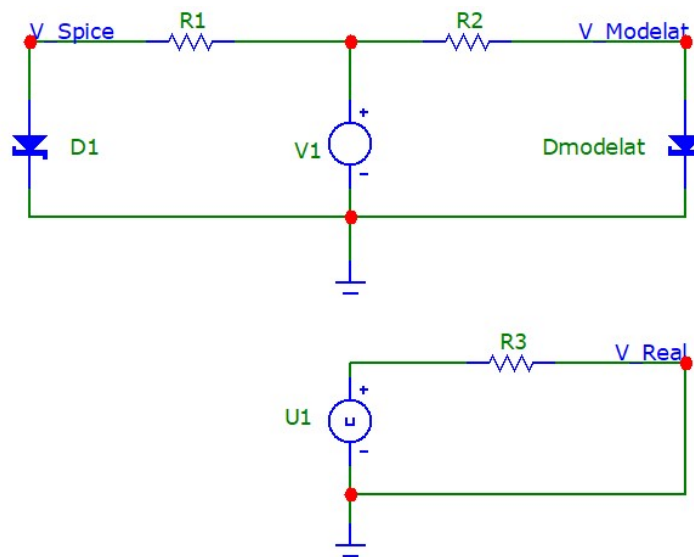


Fig. 4.2.7. Căderea de tensiune pe o dioda stabilizatoare (modelată în SPICE, SPICE, Reală) – circuit realizat în SPICE.

În urma simulării circuitului din figura 4.2.7 în SPICE, a fost obținut graficul din figura 4.2.8, unde se poate vedea variația tensiunii pe diode.

Graficul de culoare roșie indică căderea de tensiune pe dioda Zenner SPICE, graficul de culoare albastră indică căderea de tensiune pe dioda Zenner modelată în SPICE iar graficul de culoare verde indică căderea de tensiune pe dioda Zenner reală (măsurată cu ajutorul osciloscopului).

Comparând cele trei grafice, se poate observa că modelul diodei reale realizată în SPICE este foarte apropiat de comportamentul diodei reale reprezentând un caz mai defavorabil decât al diodei din librăria SPICE.

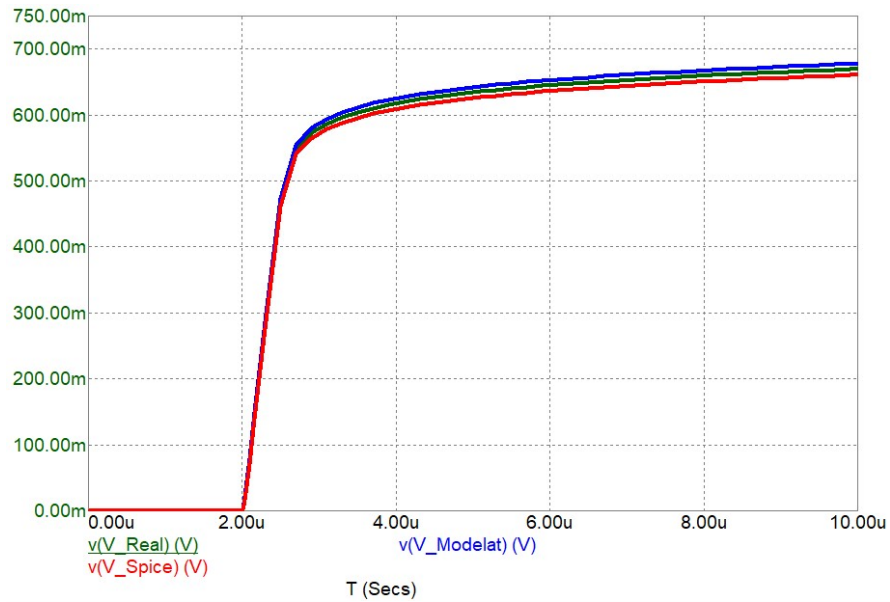


Fig. 4.2.8. Căderea de tensiune pe o diodă Zener reală în comparație cu o diodă Zener modelată în SPICE și a unei diode Zener modelul SPICE.

4.3 Modelul SPICE al unui tranzistor bipolar NPN

Figura 4.3.1 prezintă simbolul unui tranzistor bipolar NPN.

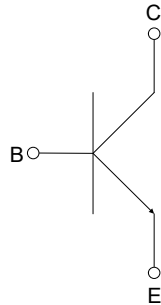


Fig. 4.3.1. Simbolul unui tranzistor bipolar NPN.

În acest capitol plecând de la un model deja existent în librăria SPICE al unui tranzistor bipolar NPN se verifică parametri acestui model și se propun câteva modele de extragere a acestor parametri din datele de catalog. Validarea acestor parametri se face în simulări SPICE comparând rezultatele cu informațiile din datele de catalog.

4.3.1 Topologie de circuit pentru verificarea și modificarea parametrilor unui tranzistor bipolar NPN

În figura 4.3.1 este prezentat o arhitectură de circuit care ajută la verificarea manuală a unor parametrii electrici ai unui tranzistor bipolar NPN cum ar fi: H_{FE} , h_{FE} , FT , R_{BB} , R_{EE} , R_{CC} , ect. Aceste date se vor compara cu datele publicate de producătorul componentei, ulterior aceste date se vor modifica pentru a vedea dacă se reușește un model mai apropiat de comportamentul descris în datele de catalog a componentei electronice.

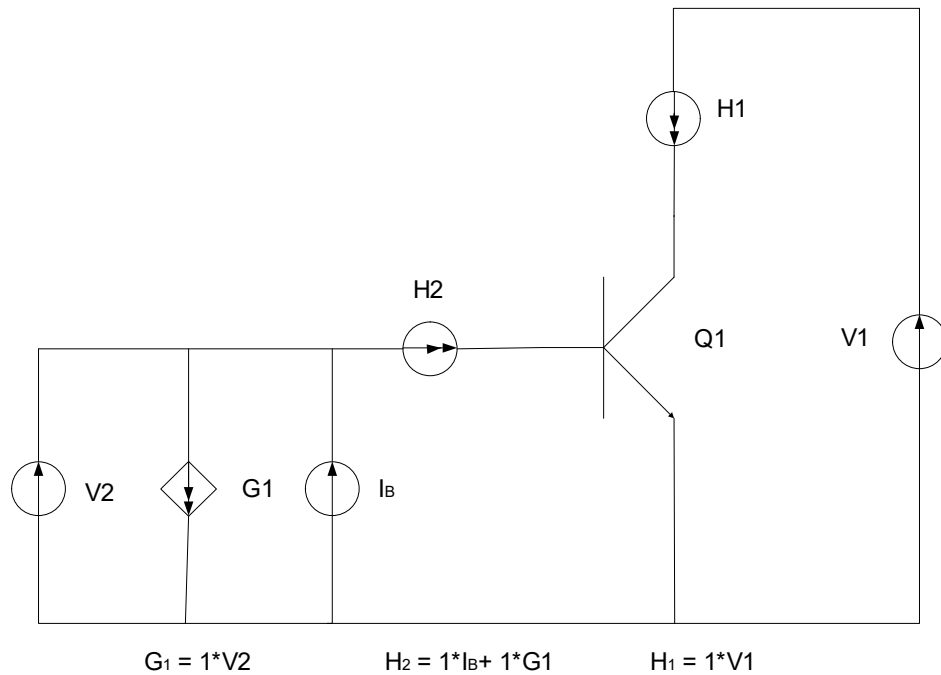


Fig. 4.3.1. Arhitectura unui circuit care ajută la verificarea parametrilor unui transistor bipolar NPN.

În figura 4.3.1 se folosesc surse ideale de tensiune controlate în curent și surse ideale de curent controlate în tensiune pentru a monitoriza sau a injecta semnale de testare. A se lua în calcul ca aceste surse ideale de tensiune și de curent nu sunt în lumea reală dar există în mediul de simulare. Acestea permit studierea unui circuit fără să fie afectată funcționarea acestuia.

În figura 4.3.1 sunt următoarele componente:

- V1 sursă de tensiune continuă.
- V2 sursă de tensiune alternativă.
- G1 sursă de curent controlată în tensiune.
- I_B sursă de curent.
- H2 sursă de tensiune controlată în curent.
- H1 sursă de tensiune controlată în curent.
- Q1 tranzistor bipolar.

De asemenea în această arhitectură se evidențiază anumite puncte în circuit care ajută la aproximarea parametrilor tranzistorului bipolar, astfel:

- ($H2=1 * I_B + 1 * G1$) permite monitorizarea curentului de bază și folosirea lui în viitoare formule de calcul.
- ($G1=1 * V2$) permite măsurarea tensiunii de bază și folosirea ei în viitoare formule de calcul.
- ($H1=1 * V1$) permite monitorizarea curentului de colector, este reprezentat ca o tensiune cu un raport de 1 și folosirea lui în viitoare formule de calcul.
- (V2) permite injectarea unui curent în baza tranzistorului studiat printr-o sursă ideală de curent controlată în tensiune pentru a permite ca câștigul de curent să fie măsurat ca un raport de tensiune.

4.3.1.1 Simularea în curent continuu a tranzistorului bipolar NPN

În figura 4.3.2 este afișat câștigul în curent continuu (H_{FE}) pentru tranzistor bipolar NPN BC817 [32]. Se poate observa că valoarea maximă a câștigului în curent continuu (H_{FE}) este aproximativ 270 și este constant de la 0.1mA până la aproximativ 100mA unde începe să scadă.

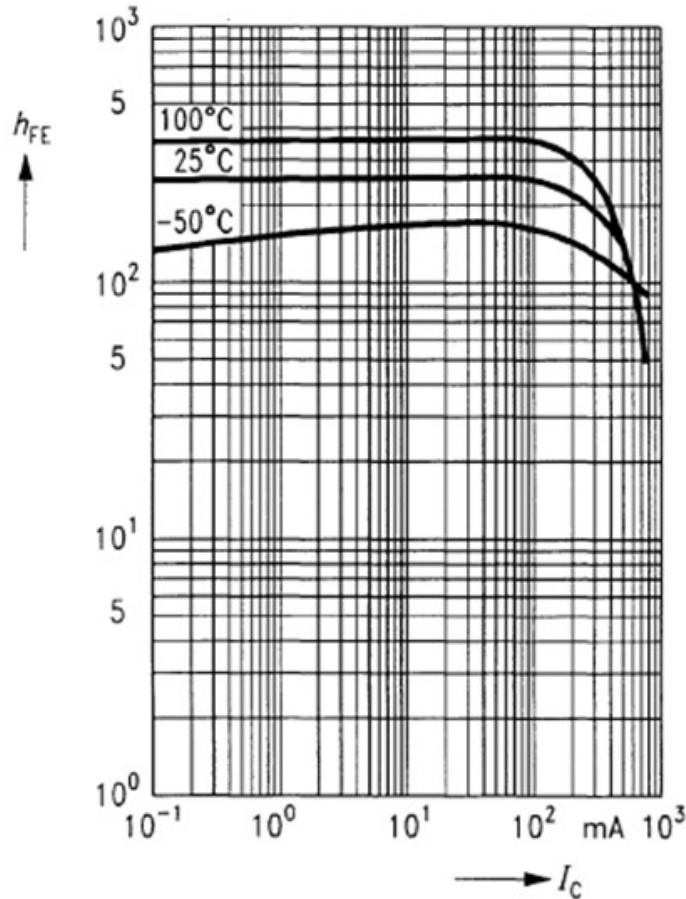


Fig. 4.3.2. Variația factorului de amplificare H_{FE} în funcție de curentul de colector pentru un tranzistor BC817 în curent continuu [32].

Se va studia în continuare modelul SPICE propus de producătorul componentei. Astfel, se realizează în SPICE, circuitul electronic propus în figura 4.3.6. Se alege pentru a fi studiat un tranzistor bipolar NPN BC817. Se rulează analiza de curent continuu a simulatorului SPICE (rezultatul în fig. 4.3.3). Graficul din figura 4.3.3 este configurat pentru a afișa H_{FE} pe axa y și curentul de colector I_C în mA pe axa x. Se poate observa că valoarea maximă a câștigului în curent continuu (H_{FE}) este aproximativ 300 și este constant de la 0.1mA până la aproximativ 20mA unde începe să scadă.

Contribuții privind simularea circuitelor neliniare complexe

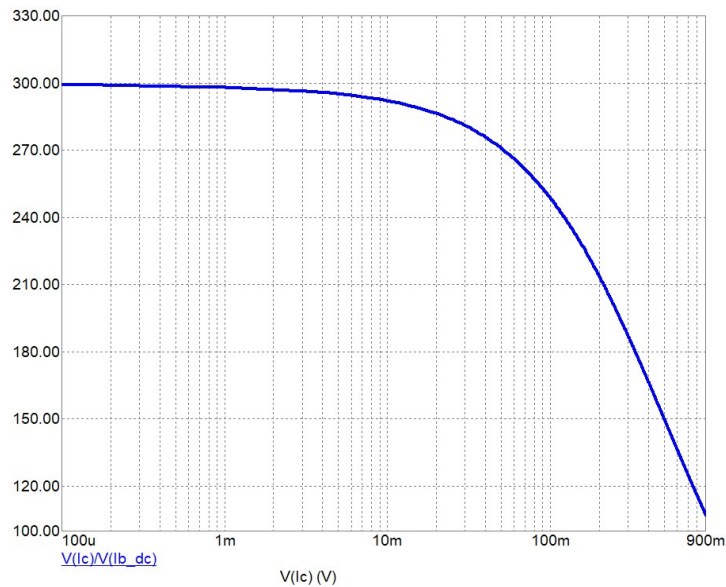


Fig. 4.3.3. Analiza de curent continuu a factorului de amplificare H_{FE} în funcție de curentul de colector pentru un tranzistor BC817 [circuit simulat în SPICE].

Observații:

- În datele de catalog pentru tranzistorul BC817, valoarea maximă a câștigului în curent continuu (H_{FE}) este aproximativ 270 dar în urma simulării acest câștig este de 300, rezultând un factor de amplificare în modelul SPICE diferit de cel din catalog.
- Se observă că factorul de amplificare începe să scadă mult mai devreme decât în datele de catalog (scade de la 20mA în comparație cu informația de catalog la aproximativ 100mA) rezultând parametrul IKF este diferit de cel din catalog (parametrul responsabil de modificarea „colțului mare de curent”).

Ținând cont de cele două observații se modifică parametrul BF (valoarea maximă a câștigului în curent continuu în conducție directă) la valoarea de 270 și parametrul IKF la valoarea de 900mA. Rulând din nou analiza de curent continuu a simulatorului SPICE se obține graficul din figura 4.3.4.

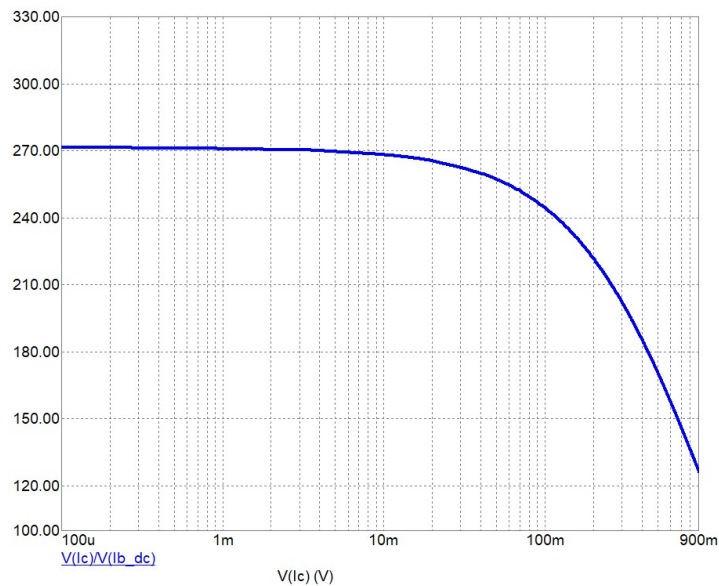


Fig. 4.3.4. Analiza de curent continuu a factorului de amplificare H_{FE} în funcție de curentul de colector pentru un tranzistor BC817 [circuit realizat în SPICE, BF=270, IKF=900mA].

După cum se observă în graficul din figura 4.3.4, valoarea maxima a câștigului în curent continuu (H_{FE}) este aproximativ 270 dar acest factor de amplificare începe sa scadă mult mai devreme decât valoarea din catalog odată cu creșterea curentului de colector (aproximativ la 70mA). Astfel se mai fac câteva teste, modificând acest parametru (IKF), se observa ca la o valoare a lui de aproximativ 1800mA, graficul arata cel mai apropiat de cel din catalog (dar asta contrazice definiția acestui parametru). În graficul din figura 4.3.5 avem $BF=270$ și $IKF=1800mA$.

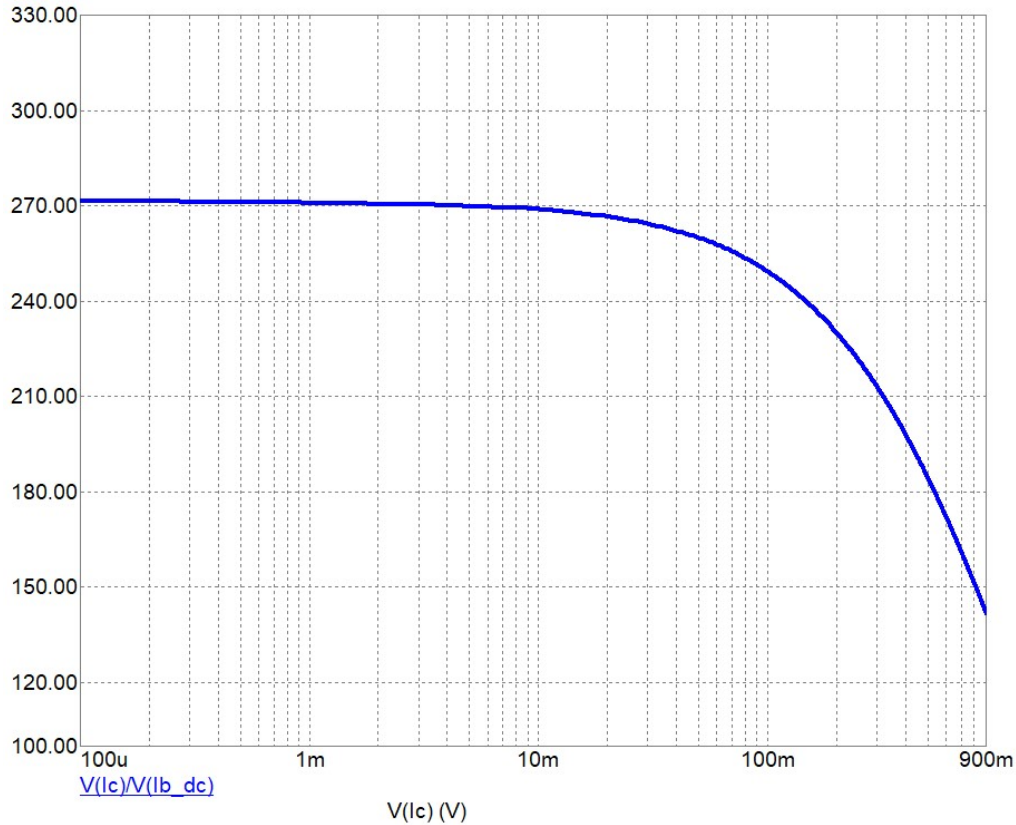


Fig. 4.3.5. Analiza de curent continuu a factorului de amplificare H_{FE} în funcție de curentul de colector pentru un tranzistor BC817 [circuit realizat în SPICE, $BF=270$, $IKF=1800mA$].

4.3.1.2 Simularea tranzitorie a tranzistorului bipolar NPN

Se realizează în SPICE, circuitul electronic propus în figura 4.3.1. Se rulează analiza tranzitorie a simulatorului SPICE (rezultatul în fig. 4.3.6), aceasta produce o ieșire ca și un osciloscop. Aplicăm în baza tranzistorului bipolar NPN BC817 un semnal sinusoidal cu un vârf de $10\mu A$ și o frecvență de 1kHz, corespunzător unei perioade de 1ms, cu ajutorul unei surse ideale sinusoidale de tensiune din librăria SPICE. Acest semnal este suprapus pe un semnal de curent continuu de 10uA. Se păstrează valorile găsite în capitolul precedent, $BF=270$, $IKF=1800mA$ (graficul de culoare albastră).

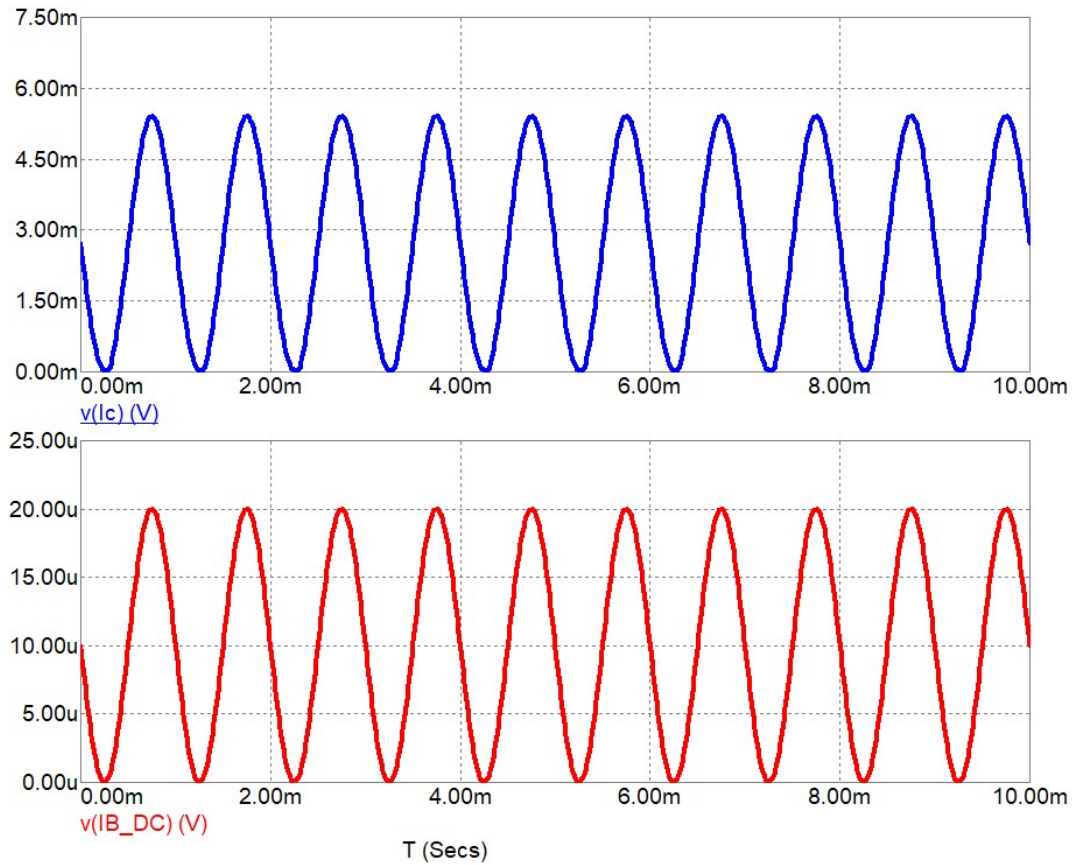


Fig. 4.3.6. Analiza tranzitorie pentru un tranzistor BC817 [circuit realizat în SPICE, BF=270, IKF=1800mA].

În graficul din figura 4.3.6, în culoarea roșie este afișat curentul din baza tranzistorului bipolar NPN BC817 (afișat în μA), în culoarea albastră este afișat curentul din colectorul tranzistorului bipolar (afișat în mA). Se observă că la un curent de bază de $20\mu\text{A}$ avem un curent de colector de 5.4mA astfel avem un factor de amplificare în regim tranzitoriu de:

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{5.4\text{mA}}{20\mu\text{A}} = 270 \quad (4.3.1)$$

Cea ce corespunde cu valoarea din datele de catalog respectiv cu valoarea factorului de amplificare propus în (BF=270). Trebuie să ținem cont că modelul inițial SPICE valoarea lui factorului de amplificare era BF=300.

4.3.1.3 Simularea în curent alternativ a tranzistorului bipolar NPN

Se realizează în SPICE, circuitul electronic propus în figura 4.3.1 Se rulează analiza în curent alternativ a simulatorului SPICE (AC Analysis) pentru a afișa h_{FE} folosind o frecvență variabilă de la 1kHz la 100MHz și un curent de bază de $10\mu\text{A}$.

În figura 4.3.7 avem afișată axa „Y” la scară logaritmică și putem vedea un câștig de curent (h_{FE}) în frecvență joasă de aproximativ 270, implicit un curent de colector,

$$I_C = I_B h_{FE} = 10\mu * 270 = 2.7\text{mA} \quad (4.3.2)$$

De asemenea se mai observă că $h_{FE} = 1$ la o frecvență de aproximativ 60MHz (FT=60MHz).

Avem punctul de scădere al factorului de câștig (h_{FE}) începând $FT = 170\text{kHz}$ care este destul de rezonabil. Parametrul „timp de tranzit” în modelul SPICE este $TF = 738.663741\text{ps}$, acum dacă calculăm acest timp în funcție de punctul de scădere, avem:

$$TF = \frac{1}{4\pi FT} = \frac{1}{4 \cdot 3.14159265 \cdot 17 \cdot 10^4} = 468.3402\text{ps} \quad (4.3.3)$$

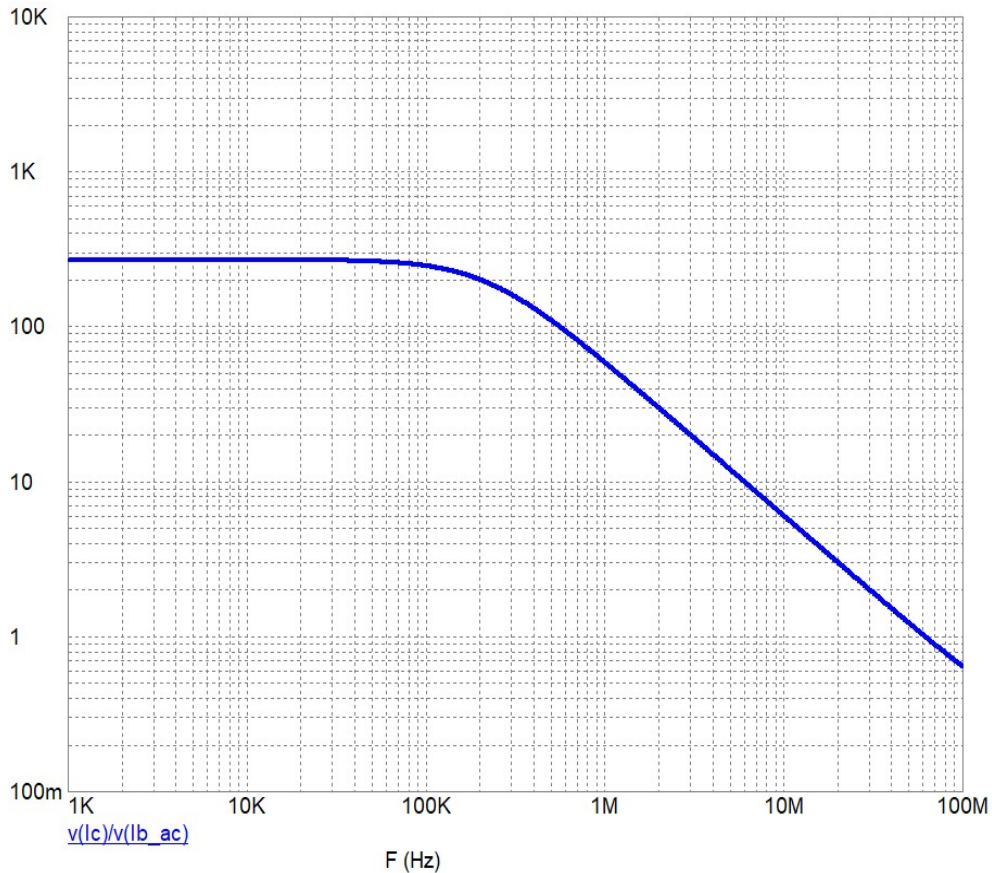


Fig. 4.3.7. Analiza în curent alternativ pentru un tranzistor BC817 [circuit realizat în SPICE, $BF=270$, $IKF=1800\text{mA}$].

Acest parametru depinde foarte mult de lotul de „siliciu” din care este creat tranzistorul.

Un alt parametru important în studiul de semnal mic al tranzistorului este **transconductanța (Gm)**. În continuare se va studia variația transconductanței cu frecvența pentru același curent de polarizare de $10\mu\text{A}$.

În figura 4.3.8 este afișată variația transconductanței (Gm) cu frecvența (se folosește aceeași variație ca și în cazul determinării parametrului h_{FE} , de la 1kHz la 100MHz), aceasta ar trebui să scadă la o frecvență de 170kHz ($FT = 170\text{kHz}$) dar se observă că aceasta crește ceea ce înseamnă că este ceva în neregulă cu modelul tranzistorului la un curent de bază de $10\mu\text{A}$.

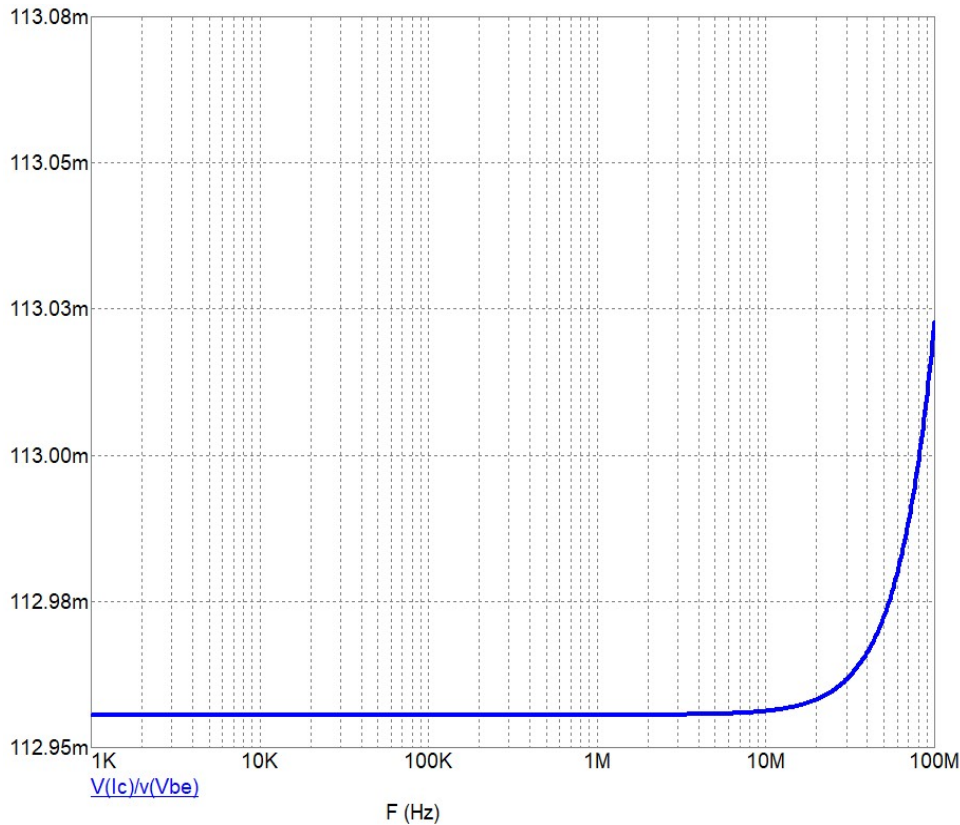


Fig. 4.3.8. Analiza în curent alternativ pentru un tranzistor BC817 pentru a determina G_m [circuit realizat în SPICE, $BF=270$, $IKF=1800mA$].

Verificând parametrii modelului SPICE aceștia arată că rezistența de bază ($R_{BB}=0\Omega$), rezistența emitorului $R_{EE}=401m\Omega$ și rezistența colectorului $R_{CC}=0\Omega$. Ținând cont că transconducția (G_m) ar trebui să scadă la 170kHz dar aceasta crește, înseamnă că acești parametri nu sunt cei corecți. Asta înseamnă că rezistența de bază (R_{BB}) formează un filtru trece-jos cu capacitatea de bază (care evident este mult mai mare decât o valoare de „zero”) și asta face ca transconducția (G_m) să scadă. Ținând cont de curentul de bază respectiv de curentul maxim posibil prin colector se alege rezistența de bază (R_{BB}) și cea de emitor (R_{EE}) conform metodei de calcul prezentate în § 4.3.2 astfel avem:

$$R_{BB}=1400\Omega$$

$$R_{EE}=10\Omega$$

Aplicând în modelul SPICE noile valori (TF , R_{BB} , R_{EE}) avem graficul din figura 4.3.9, unde se observă noile valori pentru câștigul (h_{FE}) de curent și transconducția (G_m).

Se observă că modificarea rezistenței de bază (R_{BB}) modifică de asemenea și câștigul de curent (h_{FE}) dar funcționarea tranzistorului este mai aproape de realitate ținând cont că transconducția începe să scadă aproximativ la 170kHz. Este important să ținem cont de acest parametru (R_{BB}) pentru că afectează câștigul de putere la frecvență mare.

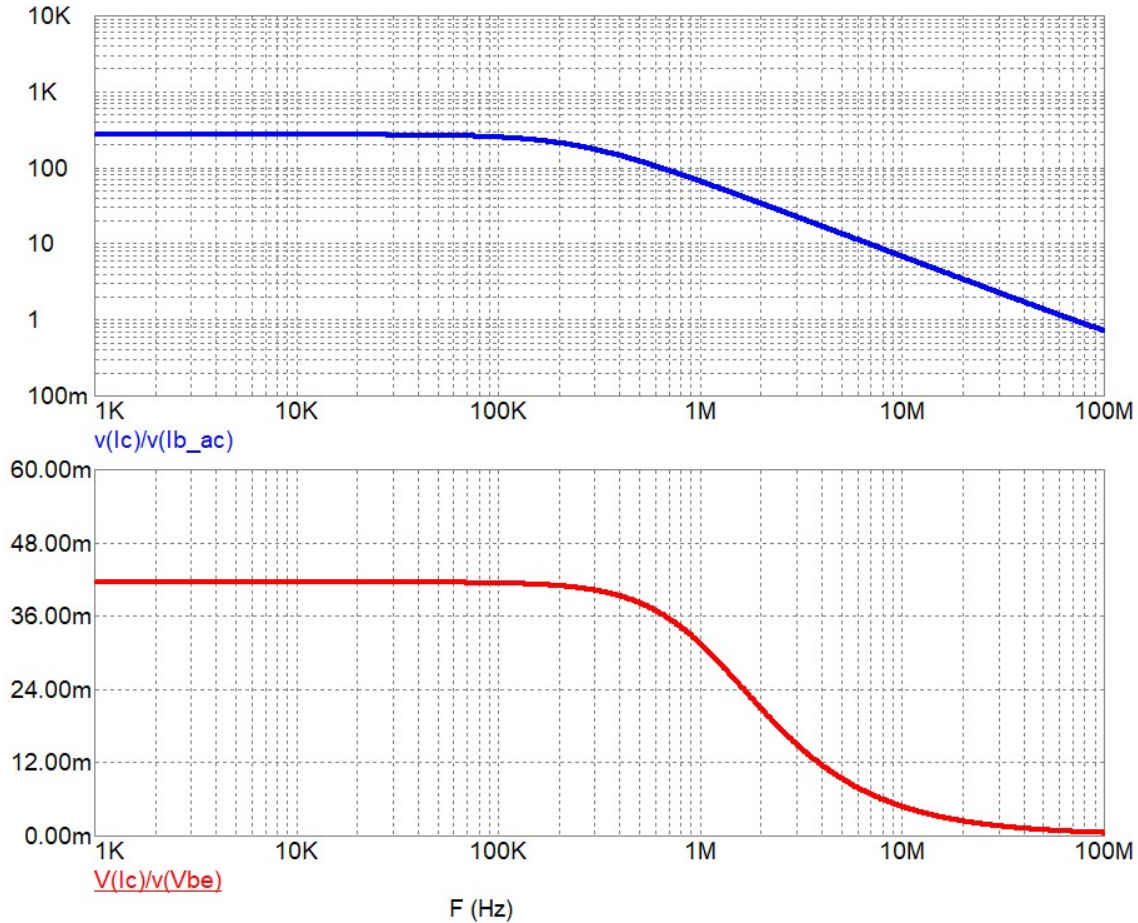


Fig. 4.3.9. Analiza în curent alternativ pentru un tranzistor BC817 pentru a determina h_{FE} , G_m [circuit realizat în SPICE, $BF=270$, $IKF=1800mA$, $R_{BB}=1400\Omega$, $R_{EE}=10\Omega$, $TF=467ps$].

4.4 Modelul SPICE al unui tranzistor MOS-FET canal „n”

În acest capitol plecând de la circuitul echivalent al unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” real se creează un model SPICE în care rezistența drenă-sursă a tranzistorului variază cu modificarea tensiunii bază-sursă și cu temperatura mediului ambiant în care funcționează tranzistorul.

În crearea modelului SPICE se folosesc surse de tensiune ideale controlate în curent, componente ideale și surse de tensiune ideale.

4.4.1 Circuitul echivalent unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” real

Ținând cont de aceste zone de funcționare, de variația parametrilor în funcție de temperatură și că tranzistorul MOS-FET cu canal „n” nu este ideal, în figura 4.4.1 este creat modelul unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” real.

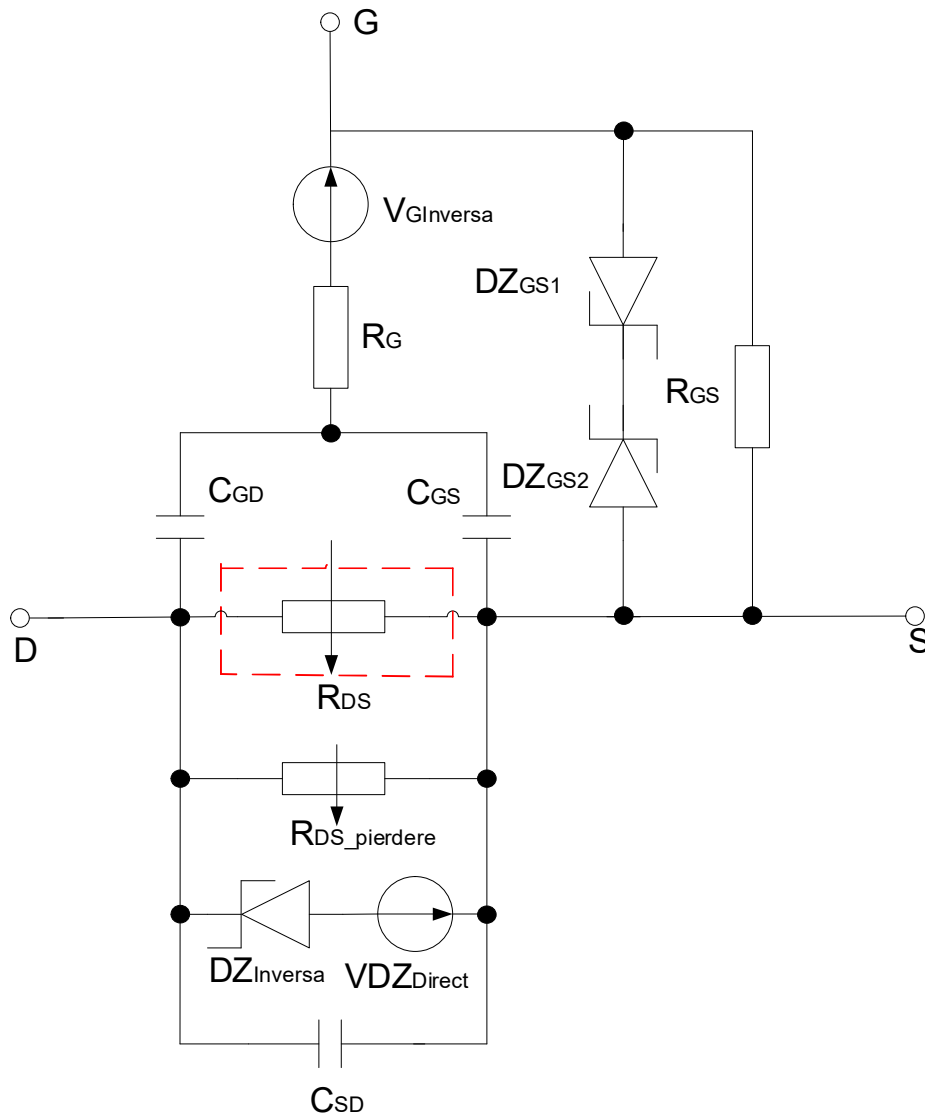


Fig. 4.4.1. Circuitul echivalent al unui tranzistor MOS-FET real.

Acest circuit are următoarele componente:

- $V_{GInversa}$ – sursă de tensiune ideală pentru a realiza tensiunea de prag
- R_G – rezistor parazit în grilă tranzistorului
- R_{GS} – rezistor parazit între grilă și sursă tranzistorului
- DZ_{GS1}, DZ_{GS2} – diode Zener între grilă și sursa tranzistorului
- C_{GS} – condensator parazit în grilă tranzistorului
- $R_{DS_pierdere}$ – rezistor pentru a asigura curentul de scurgere între drenă și sursă
- $DZ_{Inversa}$ – diodă Zener internă tranzistorului
- VDZ_{Direct} – sursă de tensiune ideală pentru a asigura tensiunea sursă-drenă.
- C_{SD} – condensator parazit între drenă și sursa tranzistorului
- R_{DS} – rezistor variabil drenă-sursă

4.4.2 Modelul SPICE al unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” real

Având în vedere modelul tranzistorului MOS-FET cu canal „n” real în continuare va fi creat un model SPICE al tranzistorului MOS-FET cu canal „n” real al cărei rezistență drenă-

sursă variază cu valoarea tensiunii de drenă-sursă, valoarea tensiunii de grilă, valoarea curentului de drenă și se ține cont de variația acestor parametri cu temperatura tranzistorului (fig. 4.4.2).

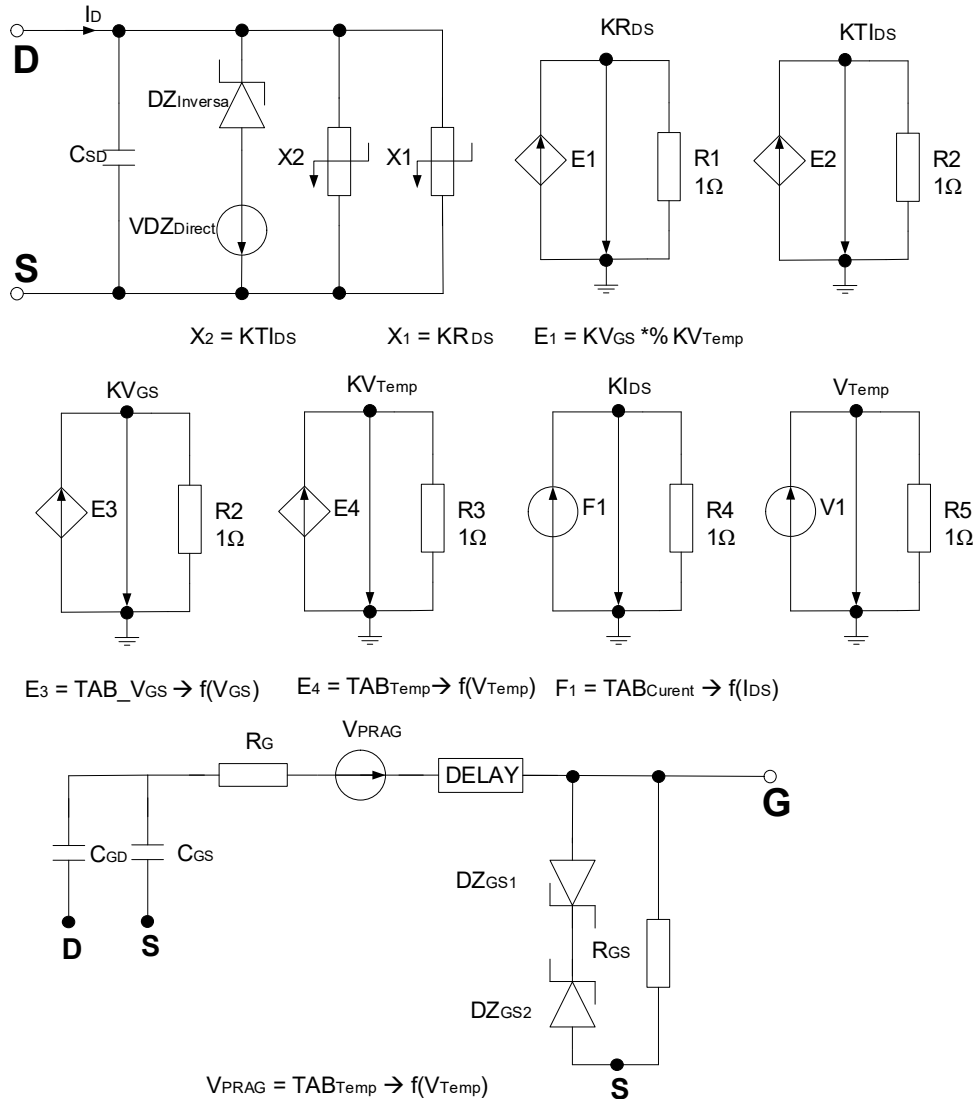


Fig. 4.4.2. Modelul SPICE al unui tranzistor MOSFET cu canal „n”.

În figura 4.4.2 X_1 și X_2 sunt rezistori variabili controlați în tensiune, folosind proprietatea sursei SPICE pentru a varia rezistența în funcție de o expresie integrată:

$$X_1 = K R_{DS} \quad (4.4.1)$$

$$X_2 = K T I_{DS} \quad (4.4.2)$$

În această expresie există următorii parametri: K și KT care reprezintă variația rezistenței drenă-sursă în funcție de tensiunea drenă-sursă și de temperatura tranzistorului respectiv variația curentului drenă-sursă de pierdere în funcție de temperatura tranzistorului. R_{DS} reprezintă rezistența nominală drenă-sursă. I_{DS} reprezintă curentul de pierdere nominal.

E_1 este o sursă de tensiune controlată, valoarea de ieșire depinde de variația rezistenței drenă-sursă în funcție de variația tensiunii grilă-sursă și de variația temperaturii.

$$E_1 = KV_{GS} \times \%KV_{Temp} \quad (4.4.3)$$

E_2 este o sursă de tensiune controlată, valoarea de ieșire depinde de variația curentului de drenă-sursă și de variația temperaturii.

$$E_2 = KI_{DS} \times \%KV_{Temp} \quad (4.4.4)$$

KV_{GS} reprezintă variația procentuală a rezistenței drenă-sursă cu variația tensiunii grilă-sursă.
 KV_{Temp} reprezintă variația procentuală a rezistenței drenă-sursă cu variația temperaturii.
 KI_{DS} reprezintă variația procentuală a curentului de pierdere drenă-sursă cu variația temperaturii.

E_3 este o sursa de tensiune controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația rezistenței drenă-sursă declarată de producătorul componente cu variația tensiunii grilă-sursă

$$E_3 = TAB_{V_{GS}} \rightarrow f(V_{GS}) \quad (4.4.5)$$

E_4 este o sursa de tensiune controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația rezistenței drenă-sursă declarată de producătorul componente cu variația temperaturii (V_1).

$$E_4 = TAB_{Temp} \rightarrow f(V_{Temp}) \quad (4.4.6)$$

F_1 este o sursă de curent controlată, a cărei valoare de ieșire depinde de variația procentuală a curentului de pierdere drenă-sursă cu variația temperaturii (V_1).

$$F_1 = TAB_{Curent} \rightarrow f(I_{DS}) \quad (4.4.7)$$

V_{PRAG} – sursă de tensiune ideală pentru a realiza tensiunea de prag

R_G – rezistor parazit în grila tranzistorului

R_{GS} – rezistor parazit între grila și sursa tranzistorului

DZ_{GS1}, DZ_{GS2} – diode Zenner între grila și sursa tranzistorului

C_{GS} – condensator parazit între grila și sursa tranzistorului

C_{GD} – condensator parazit între grila și drena tranzistorului

4.4.3 Comparație între modelul SPICE propus al unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” cu un tranzistor din librăria standard și cu un tranzistor real la temperatura de 25°C și o vârstă de funcționare sub 10 ore

Pentru a verifica acuratețea modelului SPICE se va face o comparație a modelului SPICE al unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” cu comportamentul tranzistorului MOS-FET real și cu comportamentul SPICE al tranzistorului MOS-FET propus de producătorul componente.

4.4.3.1 Validarea modelului SPICE

Figura 4.4.3 reprezintă schema unui circuit de funcționare al unui tranzistor MOS-FET cu canal „n”, care a fost realizat practic. Căderea de tensiunea în punctul V_Drena și V_Grila a fost măsurată folosind un osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B).

Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE. În figura 4.4.3 $V1$ este o sursă de tensiune (sursă de tensiune TDK-Lambda). $Xreal$ este un tranzistor MOS-FET cu canal „n” (IRFH3707). $R1$, $R2$, $R3$ sunt rezistori având diverse valori ale rezistenței electrice (acești rezistori se schimbă în funcție de aplicație, valorile rezistențelor electrice vor fi prezentate în continuare). $V2$ sursă de tensiune continuă (sursă de tensiune TDK-Lambda).

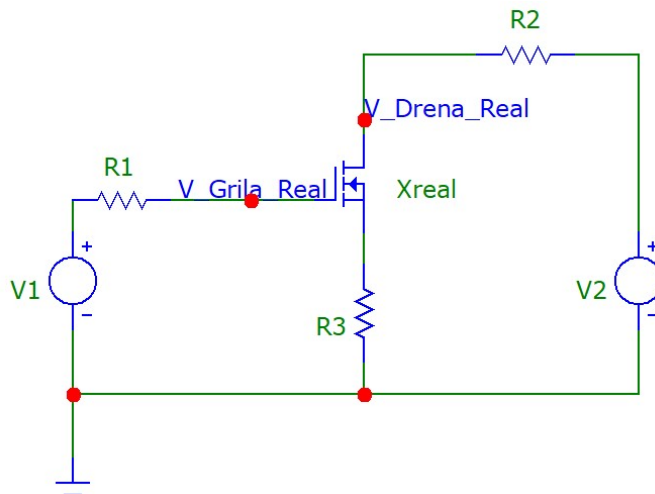


Fig. 4.4.3. Circuit realizat practic pentru studiul tranzistorului MOS-FET cu canal „n” (IRFH3707).

Figura 4.4.4 prezintă un circuit de funcționare a unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” modelat în SPICE, a unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” din librăria SPICE și rezultatele unui tranzistor studiat practic (IRFH3707).

$V1$ este o sursă de tensiune (în funcție de parametrul studiat al tranzistorului MOS-FET poate să fie: de tip treaptă, puls, sinusoidală).

$V2$ sursă de tensiune continuă.

$X1$ este un tranzistor MOS-FET IRFH3707 din biblioteca SPICE, un model propus de producătorul componentei.

$Xmodelat$ este un tranzistor MOS-FET real modelat în SPICE.

$U1$, $U2$ sunt surse de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă a tensiunii în format .USR.

$R1$, $R2$, $R3$, $R4$, $R5$, $R6$, $R7$, $R8$ sunt rezistențe ideale din librăria SPICE.

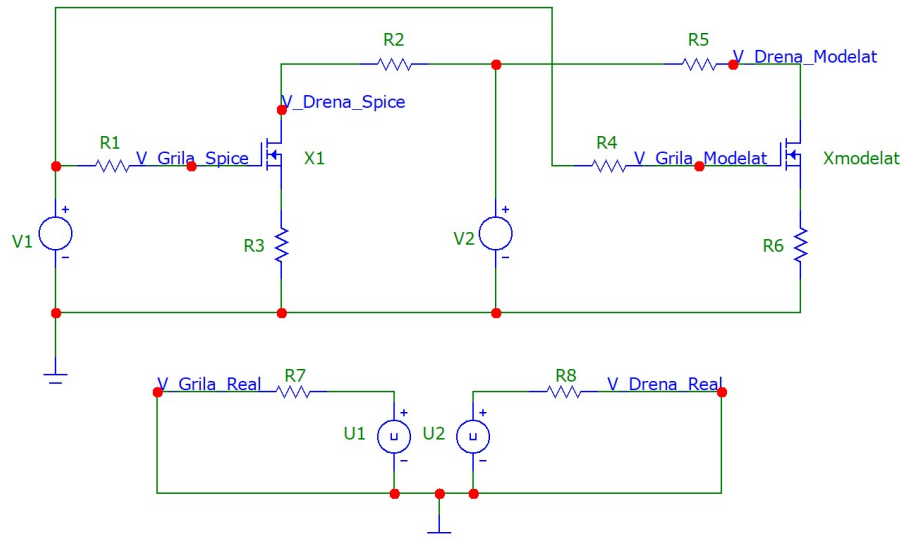


Fig. 4.4.4. Circuit realizat în SPICE pentru studiul tranzistorului MOS-FET cu canal „n” (IRFH3707) (Modelat, SPICE, Real).

4.4.3.2 Validarea modelului SPICE – capacitatea parazită din grilă (drena în „aer”)

Folosind circuitul din figura 4.4.3 se studiază capacitatea grilă-sursă a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707), în următoarele condiții:

- Drena este în „aer”, R2 nu există în circuit.
- Valoarea rezistenței rezistorului R1 este de 100Ω .
- Valoarea rezistenței rezistorului R3 este de zero Ω .
- V1 este o sursă de tensiune de tip puls (Vinițial=0V, V1=5V, TD=50ns, Tr=0ns, Tf=0ns, PW=800ns, PER=2000ns)
- V2 este o sursă de tensiune continuă de 10V
- Xreal este un tranzistor MOS-FET (IRFH3707)
- Tensiunea în punctul V_Grila a fost măsurată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

Folosind circuitul din figura 4.4.4 se studiază capacitatea grilă-sursă a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707) în comparație cu un tranzistor din librăria SPICE și a unui tranzistor modelat în SPICE în următoarele condiții:

- Drena tranzistorului X1 și a tranzistorului Xmodelat sunt în „aer”, R2 și R5 nu există în circuit
- Valoarea rezistențelor rezistorilor R1 și R4 este de 100Ω .
- Valoarea rezistențelor rezistorilor R3 și R6 este de zero Ω .
- V1 este o sursă de tensiune de tip puls din librăria SPICE (Vinițial=0V, V1=5V, TD=50ns, Tr=0ns, Tf=0ns, PW=800ns, PER=2000ns).
- V2 este o sursă de tensiune continuă de 10V.
- U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă a tensiunii în format .USR (tensiunea achiziționată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat tensiunea grilă-sursă pe un tranzistor real).

În urma simulării circuitului din figura 4.4.4 folosind SPICE, a fost obținut graficul din figura 4.4.5.

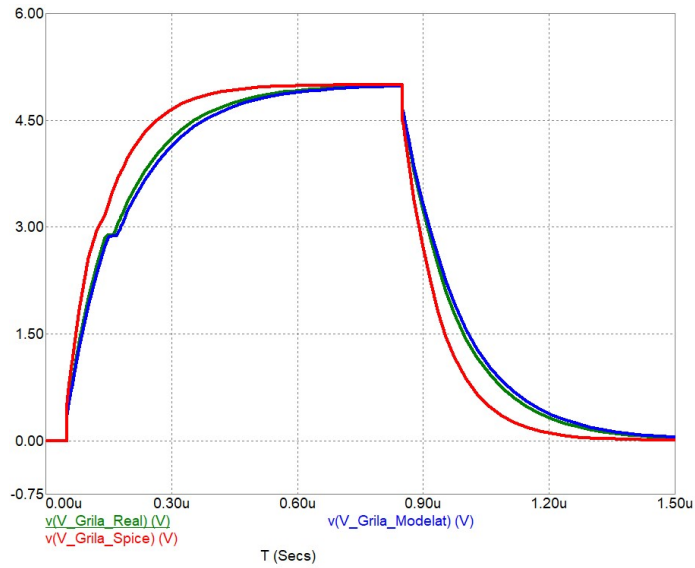


Fig. 4.4.5. Tensiunea grilă-sursă a unui tranzistor MOS-FET real în comparație cu un tranzistor MOS-FET modelat în SPICE și al unui tranzistor MOS-FET modelul SPICE cu drena în „aer”.

Graficul de culoare roșie indică tensiunea grilă-sursă a tranzistorului SPICE, graficul de culoare albastră indică tensiunea grilă-sursă a tranzistorului modelat în SPICE iar graficul de culoare verde indică tensiunea grilă-sursă a tranzistorului real (măsurată cu ajutorul osciloscopului).

Comparând cele trei grafice, se poate observa că modelul tranzistorului real modelat în SPICE reprezintă cazul mai defavorabil și rezultatul este mai aproape de cel real.

4.4.3.3 Validarea modelului SPICE – curentul de pierdere drenă-sursă

Folosind circuitul din figura 4.4.3 se studiază curentul de pierdere drenă-sursă a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707), în următoarele condiții (impuse în datele de catalog):

- Tensiunea din drenă este de 24V.
- Tensiunea grilă-sursă este de 0V.
- Rezistența de grilă este de 1.3Ω .

Astfel în circuitul din figura 4.4.3 avem:

- Valoarea rezistenței rezistorului R2 este de 10Ω .
- Grila este în „aer”, R1 nu există în circuit.
- Valoarea rezistenței rezistorului R3 este de zero Ω .
- V2 este o sursă de tensiune continuă de 24V.
- Xreal este un tranzistor MOS-FET (IRFH3707).
- Curentul prin rezistorul R2 a fost măsurat cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

Folosind circuitul din figura 4.4.4 se studiază curentul de pierdere drenă-sursă a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707) în comparație cu un tranzistor din librăria SPICE și a unui tranzistor modelat în SPICE în următoarele condiții:

- Valoarea rezistențelor rezistorilor R2 și R5 este de 10Ω .
- Valoarea rezistențelor rezistorilor R1 și R4 este de 1.3Ω .
- Grilele tranzistorilor sunt în „aer”, R1 și R4 nu există în circuit
- Valoarea rezistențelor rezistorilor R3 și R6 este zero Ω .

- U2 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă a tensiunii în format .USR (tensiunea achiziționată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat tensiunea grilă-sursă pe un tranzistor real).

În urma simulării circuitului din figura 4.4.4 folosind SPICE, a fost obținut graficul din figura 4.4.6.

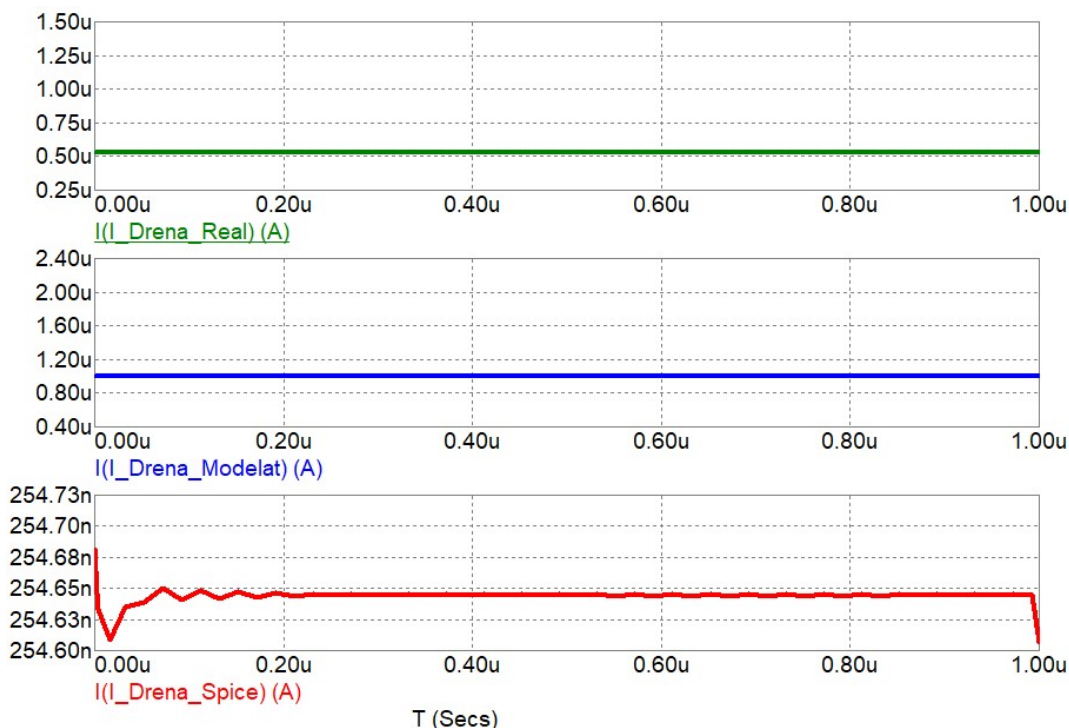


Fig. 4.4.6. Curentul de pierdere drenă-sursă a unui tranzistor MOS-FET real în comparație cu un tranzistor MOS-FET modelat în SPICE și al unui tranzistor MOS-FET modelul SPICE.

Graficul de culoare roșie indică curentul drenă-sursă a tranzistorului SPICE, graficul de culoare albastră indică curentul drenă-sursă a tranzistorului modelat în SPICE iar graficul de culoare verde indică curentul drenă-sursă a tranzistorului real (măsurat cu ajutorul osciloscopului). Se poate observa că valoarea curentului de drenă pentru un tranzistor real este aproximativ 550nA, a tranzistorului din biblioteca SPICE este 254nA și a tranzistorului neliniar este de 1μA (valoare regăsită și în datele de catalog a componentei). Comparând cele trei valori, se poate observa că modelul tranzistorului real modelat în SPICE reprezintă cazul cel mai defavorabil. Acest ajutând la calculul de curentului maxim de pierdere într-o schemă complexă.

4.4.3.4 Validarea modelului SPICE – tensiune de străpungere drenă-sursă

Folosind circuitul din figura 4.4.3 se studiază tensiunea de străpungere drenă-sursă a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707), în următoarele condiții (impuse în datele de catalog):

- Tensiunea din drenă-sursă mai mare de 30V.
- Rezistența de drenă este de 120kΩ ($I_D=120\mu A$ pentru o tensiune drenă-sursă de 30V).

Astfel în circuitul din figura 4.4.3 avem:

- Valoarea rezistenței rezistorului R2 este de 120k Ω .
- Grila este în „aer”, R1 nu există în circuit.
- Valoarea rezistenței rezistorului R3 este zero Ω .
- V2 este o sursă de tensiune continuă de tip treaptă de la 0V la 80V (Vinițial=0V, V1=80V, TD=100u, TR=400u, TF=0, PW==500u, PER=1m).
- Xreal este un tranzistor MOS-FET (IRFH3707).
- Tensiunea în punctul V_Drena_Real a fost măsurată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

Folosind circuitul din figura 4.4.4 se studiază tensiunea de străpungere a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707) în comparație cu un tranzistor din librăria SPICE și a unui tranzistor modelat în SPICE în următoarele condiții:

- Valoarea rezistențelor rezistorilor R2 și R5 este de 120k Ω .
- Grila este în „aer”, R1 și R4 este sunt în circuit.
- Valoarea rezistențelor rezistorilor R3 și R6 este de zero Ω .
- V1 este o sursă de tensiune de tip puls din librăria SPICE (Vinițial=0V, V1=80V, TD=100u, TR=400u, TF=0, PW==500u, PER=1m).
- U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă a tensiunii în format .USR (tensiunea achiziționată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat tensiunea grilă sursă pe un tranzistor real).

În urma simulării circuitului din figura 4.4.4 folosind SPICE, a fost obținut graficul din figura 4.4.7 pentru tensiunea de străpungere drenă-sursă.

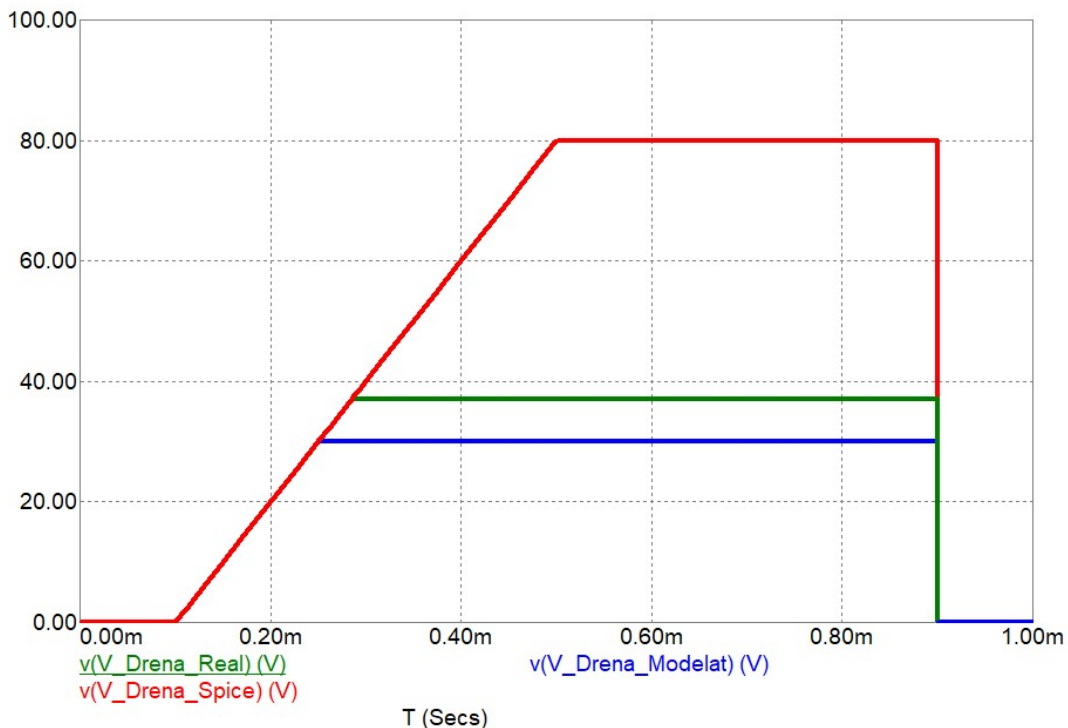


Fig. 4.4.7. Tensiunea drenă-sursă de străpungere a unui tranzistor MOS-FET real în comparație cu un tranzistor MOS-FET modelat în SPICE și al unui tranzistor MOS-FET modelul SPICE.

Graficul de culoare roșie indică tensiunea drenă-sursă a tranzistorului SPICE, graficul de culoare albastră indică tensiunea drenă-sursă a tranzistorului modelat în SPICE iar graficul de culoare verde indică tensiunea drenă-sursă a tranzistorului real (măsurată cu ajutorul osciloscopului).

La aplicarea unei tensiunii rampă (cu o creștere de la 0V către 80V) în drena tranzistoarelor se poate observa că tranzistorul real taie tensiunea în jur de 37V cel modelat la 30V (valoare specificată în datele de catalog) și tranzistorul din librăria SPICE nu taie această tensiune până la atingerea valori maxime (80V). S-a studiat și o tensiune mai mare (până la 1000V) pe tranzistorul din librăria SPICE și rezultatul este același.

4.4.3.5 Validarea modelului SPICE – tensiune de străpungere grilă-sursă

Folosind circuitul din figura 4.4.3 se studiază tensiunea de străpungere grilă-sursă a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707), în următoarele condiții (impuse în datele de catalog):

- Tensiunea din grilă-sursă mai mare de 20V.

Astfel în circuitul din figura 4.4.3 avem:

- Drena este în „aer”, R2 nu există în circuit
- Valoarea rezistenței rezistorului R1 este de 1.3Ω
- Valoarea rezistenței rezistorului R3 este de zero Ω .
- V1 este o sursă de tensiune continuă de tip puls de la 0V la 80V (Vinițial=0V, V1=80V, TD=100u, TR=400u, TF=0, PW=500u, PER=1m).
- Xreal este un tranzistor MOS-FET (IRFH3707).
- Tensiunea în punctul V_Grila_Real a fost măsurată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.

Folosind circuitul din figura 4.4.4 se studiază tensiunea de străpungere a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707) în comparație cu un tranzistor din librăria SPICE și a unui tranzistor modelat în SPICE în următoarele condiții:

- Drena este în „aer”, R2 și R5 nu există în circuit.
- Valoarea rezistențelor rezistorilor R1 și R4 este de 1.3Ω .
- Valoarea rezistențelor rezistorilor R3 și R6 este de zero Ω .
- V1 este o sursă de tensiune de tip puls din librăria SPICE (Vinițial=0V, V1=80V, TD=100u, TR=400u, TF=0, PW=500u, PER=1m)
- U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă a tensiunii în format .USR (tensiunea achiziționată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat tensiunea grilă sursă pe un tranzistor real).

În urma simulării circuitului din figura 4.4.4 folosind SPICE, a fost obținut graficul din figura 4.4.8 pentru tensiunea de străpungere grilă-sursă.

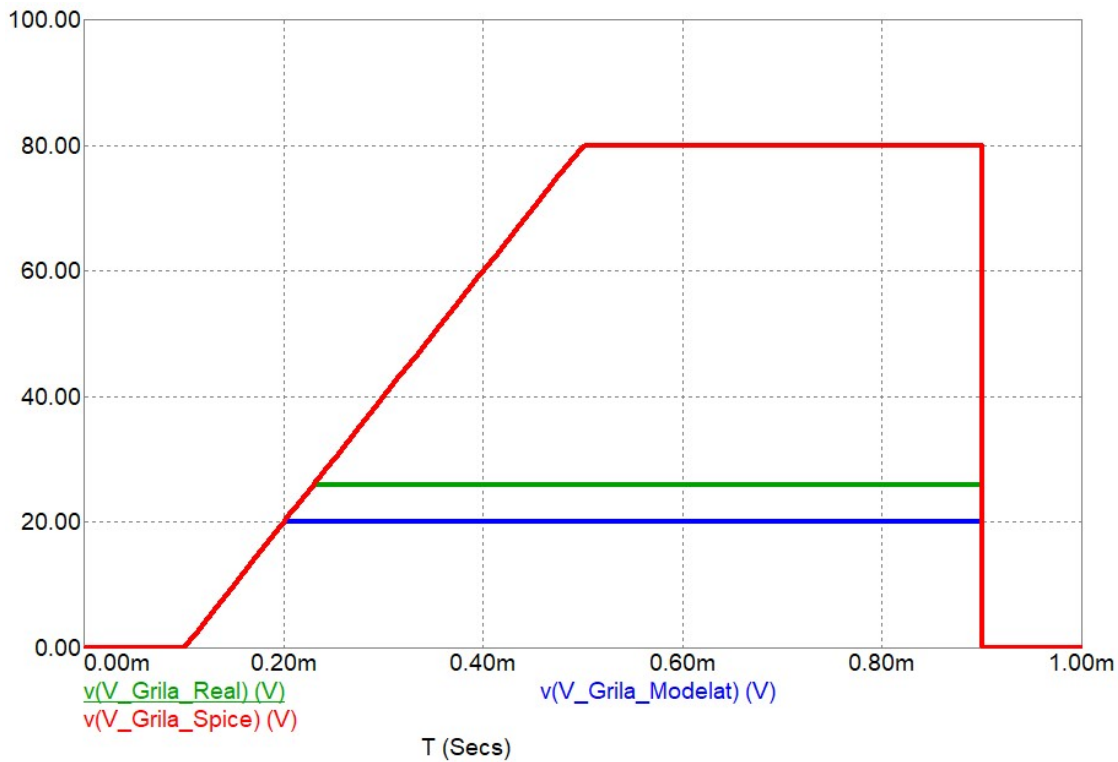


Fig. 4.4.8. Tensiunea grilă-sursă de străpungere a unui tranzistor MOS-FET real în comparație cu un tranzistor MOS-FET modelat în SPICE și al unui tranzistor MOS-FET modelul SPICE.

Graficul de culoare roșie indică tensiunea grilă-sursă a tranzistorului SPICE, graficul de culoare albastră indică tensiunea grilă-sursă a tranzistorului modelat în SPICE iar graficul de culoare verde indică tensiunea grilă-sursă a tranzistorului real (măsurată cu ajutorul osciloscopului).

La aplicarea unei tensiunii puls (cu o creștere de la 0V către 80V) în grila tranzistoarelor se poate observa că tranzistorul real taie tensiunea în jur de 26V cel modelat la 20V (valoare specificată în datele de catalog) și tranzistorul din librăria SPICE nu taie această tensiune până la atingerea valori maxime (80V). S-a studiat și o tensiune mai mare (până la 1000V) pe tranzistorul din librăria SPICE și rezultatul este același.

4.4.3.6 Validarea modelului SPICE – rezistența drenă-sursă (25°C)

Temperatura ambiantă 25°C

Folosind circuitul din figura 4.4.3 se studiază variația rezistenței drenă-sursă a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707) în funcție de variația tensiunii grilă-sursă și a temperaturii ambientale, în următoarele condiții (impuse în datele de catalog):

- Curentul de drenă este 12A ($I_D=12A$).
- Temperatura mediului ambiant este de 25°C.

Astfel în circuitul din figura 4.4.3. avem:

- Valoarea rezistenței rezistorului R2 este de 1Ω
- Valoarea rezistenței rezistorului R1 este de 1.3Ω
- Valoarea rezistenței rezistorului R3 este zero Ω .
- V1 este o sursă de tensiune continuă ($V1=0V \rightarrow 10V$)

- V2 este o sursă de tensiune continuă ($V2=12V$)
- Xreal este un tranzistor MOS-FET (IRFH3707)
- Tensiunea în punctul V_Grila_Real a fost măsurată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B). Forma de undă a fost salvată în format .CSV pentru utilizare ulterioară în SPICE.
- Temperatura mediului ambiant este de $25^{\circ}C$ (circuitul se introduce într-o cameră climatică)

Se măsoară și se salvează (în format .CSV) tensiunea din punctul V_Grila_Real la o variație a tensiunii de grilă de la 0V la 10V cu un pas de un volt.

Folosind circuitul din figura 4.4.4. se studiază variația rezistenței drenă-sursă a unui tranzistor real MOS-FET (IRFH3707) în comparație cu un tranzistor din librăria SPICE și a unui tranzistor modelat în SPICE în următoarele condiții:

- Valoarea rezistențelor rezistorilor R2 și R5 este de 1Ω .
- Valoarea rezistențelor rezistorilor R1 și R4 este de 1.3Ω .
- Valoarea rezistențelor rezistorilor R3 și R6 este zero Ω .
- V1 este o sursă de tensiune continuă ($V1=0V \rightarrow 10V$)
- V2 este o sursă de tensiune continuă ($V2=12V$)
- U1 este o sursă de utilizator din biblioteca SPICE care permite încărcarea formei de undă a tensiunii în format .USR (tensiunea achiziționată cu ajutorul unui osciloscop (Model Tektronix DPO 5104B), cu care s-a măsurat tensiunea grilă-sursă pe un tranzistor real).

În urma simulării circuitului din figura 4.4.4 folosind funcțiile „Transient” și „Stepping” ale SPICE, a fost obținut graficul din figura 4.4.18 pentru variația rezistenței drenă-sursă.

În figura 4.4.9 se folosește pe axa „Y” o scara de la $0m\Omega$ la $30m\Omega$ pentru a afișa majoritatea rezistențelor de drenă-sursă. Pentru tranzistorul real și pentru cel modelat se observă o apropiere mare a valorilor rezistenței de drenă-sursă, în plus sunt mai multe valori ale rezistenței drenă-sursă sub $2m\Omega$. La tranzistorul din librăria SPICE variația rezistenței drenă-sursă este între $12m\Omega$ și $17m\Omega$ (valoarea nominală declarată în datele de catalog este $9.4m\Omega$).

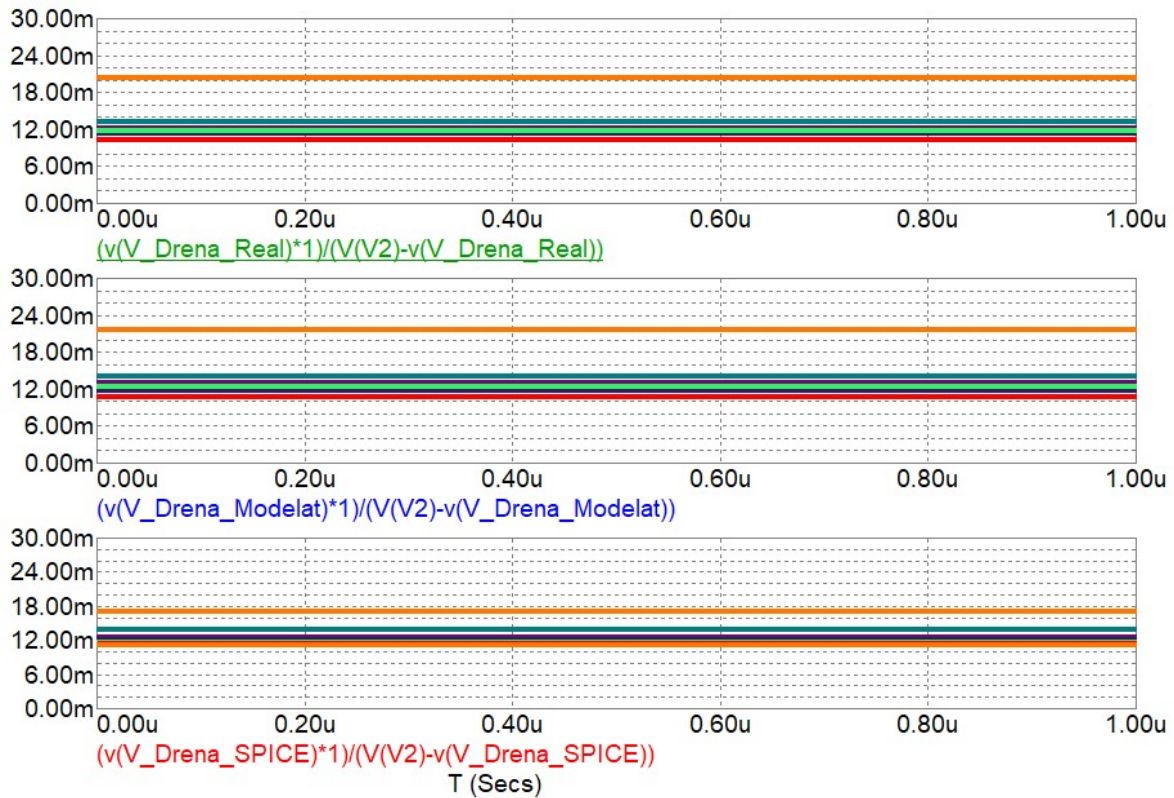


Fig. 4.4.9. Variația rezistenței drenă-sursă a unui tranzistor MOS-FET real în comparație cu un tranzistor MOS-FET modelat în SPICE și al unui tranzistor MOS-FET modelul SPICE în funcție de tensiunea grilă-sursă (temperatura mediului ambiant este de 25°C).

5 CONCLUZII

În prezenta teză de doctorat au fost prezentate proceduri performante de simulare și analiză a circuitelor electronice neliniare complexe.

În lume, cele mai utilizate simulatoare de circuite SPICE au o bibliotecă mare de componente electrice și electronice, în plus, principalii producători de componente electronice oferă un model SPICE pentru componentele lor. Dar din testele realizate în această lucrare, aceste modele SPICE propuse nu par a fi complete, deoarece simulatoarele sunt concentrate pe operarea în zona nominală a componentelor. Un alt punct slab observat în acest studiu îl reprezintă variația parametrilor componentelor cu temperatura. Sunt modele SPICE care nu au o variație a parametrilor cu temperatura sau această variație nu este similară cu variația testată sau declarată în datele de catalog ale componentelor.

Modele SPICE propuse în această lucrare se pot utiliza pe scară largă în industria auto, unde funcționarea componentelor la limită este mult mai importantă decât în modul nominal de funcționare.

În domeniul auto, funcționarea circuitelor către limite (superioară și inferioară) este folosită pentru a calcula protecțiile circuitelor. Datorită gradului de siguranță cerut în domeniul auto majoritatea circuitelor sunt protejate la funcționarea către limite.

S-au elaborat algoritmi noi și programe de calcul dedicate analizei circuitelor analogice neliniare, bazate pe modele SPICE originale cu un grad mare de generalitate, și care se pot utiliza pe scară largă în industria auto, unde funcționarea componentelor la limită este mult mai importantă decât în modul nominal de funcționare.

5.1 Contribuțiile originale aduse de autor în cadrul prezentei teze de doctorat

În cele ce urmează sunt prezentate principalele contribuții originale aduse de autor în prezenta teză de doctorat:

- Lucrarea debutează cu o documentare atent selectată și la zi privind principiile de funcționare și performanțele modelelor SPICE utilizate în industria auto. Se prezintă principalele avantaje și dezavantaje a utilizării programelor SPICE.
- În paragraful 3.1, plecând de la circuitul echivalent al unui condensator real este creat un nou model SPICE al condensatorului neliniar controlat în tensiune. În acest model se consideră variația capacității statice cu tensiunea, temperatura și îmbătrânirea. Acuratețea modelului SPICE creat se face comparându-l cu comportamentul condensatorului real și cu comportamentul condensatorului SPICE propus de producătorul de componente pentru diverse circuite. Se testează într-un circuit de încărcare, de descărcare și de oscilare la temperatura de 25°C considerându-se o componentă sub 10 ore de funcționare. În urma testelor se observă următoarele concluzii:
 - La o temperatură de 25°C funcționarea modelului SPICE creat este mai aproape de funcționarea condensatorului real decât modelul disponibil în librăria SPICE.
- În paragraful 3.2, plecând de la circuitul echivalent al unei bobine reale este creat un nou model SPICE al bobinei neliniare reale controlată în curent. În acest model se consideră variația inductanței cu variația curentului prin bobină și cu temperatura. Acuratețea modelului SPICE creat se face comparându-l cu comportamentul bobinei reale și cu comportamentul bobinei SPICE propus de producătorul de componente pentru diverse circuite. Se testează într-un circuit oscilant la temperatura de 25°C considerându-se o componentă sub 10 ore de funcționare. În urma testelor se observă următoarele concluzii:
 - La o temperatură de 25°C, funcționarea modelului SPICE creat este mai aproape de funcționarea bobinei reale decât modelul disponibil în librăria SPICE
- În paragraful 3.3, plecând de la circuitul echivalent al unui rezistor real este creat un model nou SPICE al rezistorului neliniar. Acuratețea modelului SPICE creat se face comparându-l cu comportamentul rezistorului real și cu comportamentul rezistorului SPICE din librăria de componente pentru diverse circuite. Se testează într-un circuit divizor rezistiv la o creștere treaptă a tensiunii și la o tensiune sinusoidală la o temperatură de 25°C considerându-se o componentă sub 10 ore de funcționare. În urma testelor se observă următoarele concluzii:
 - La o temperatură de 25°C și la o creștere treaptă a tensiunii de alimentare funcționarea modelului SPICE creat și al modelului disponibil în librăria SPICE este identic cu funcționarea rezistorului real.
 - La o temperatură de 25°C și la o alimentare cu o tensiune sinusoidală de 50MHz funcționarea modelului SPICE creat este mai aproape de funcționarea rezistorului real decât modelul disponibil în librăria SPICE și reprezintă un caz mai defavorabil al acestuia.
- În paragraful 4.1, plecând de la principiul de funcționare al unei diode redresoare și considerând informațiile din datele de catalog [31] ale unei diode redresoare a fost

creat un nou model echivalent al unei diode redresoare reale. Pe baza acestui model se creează un nou model SPICE care conține toți parametri modelului diodei reale cât și variația acestora cu variația curentului prin diodă și cu temperatura diodei. Acuratețea modelului SPICE creat se face comparându-l cu comportamentul diodei redresoare reale și cu comportamentul diodei din librăria SPICE pentru diverse circuite. Modelul SPICE se validează în conducție directă aplicând un curent constat și în conducție directă la o temperatură de 25°C. În urma testelor se observă următoarele concluzii:

- Dioda se testează în conducție directă la un curent de aproximativ 1mA, 10mA și 100mA. În toate cele trei situații căderea de tensiune pe dioda creată în SPICE reprezintă un caz mai defavorabil decât căderea de tensiune pe dioda reală și dioda din librăria SPICE. Acest model ajută cu precădere în industria auto unde limitele de funcționare reprezintă un factor major în proiectare. Bineînțeles dioda poate fi modelată să aibă ca și ieșire și limitele inferioare (asta dacă sunt disponibile în datele de catalog).
 - În conducție inversă se observă că valoarea curentului prin dioda din librăria SPICE este zero, valoarea curentului prin dioda reală este într-adevăr de valoare mică și mult mai aproape de zero decât de valoarea declarată în datele de catalog. Bineînțeles că valoarea curentului prin dioda modelată în SPICE are exact valoarea declarată în datele de catalog care în acest caz este mult mai mare decât valoarea curentului prin dioda reală. Dar și în acest caz se observă capacitatea modelului creat de a putea fi folosit în simulările SPICE din industria auto pentru a simula curentul maxim de pierdere a unui circuit electronic.
- În paragraful 4.2, plecând de la principiul de funcționare al unei diode Zenner și considerând informațiile din datele de catalog [30] ale unei diode Zenner a fost creat un model nou echivalent al unei diode Zenner reale. Pe baza acestui model se creează un nou model SPICE care conține toți parametri modelului diodei reale cât și variația acestora cu variația curentului prin diodă și cu temperatura diodei. Acuratețea modelului SPICE creat se face comparându-l cu comportamentul diodei Zenner reale și cu comportamentul diodei din librăria SPICE pentru diverse circuite. Modelul SPICE se validează în conducție directă și indirectă aplicând un curent constat la o temperatura de 25°C. În urma testelor se observă următoarele concluzii:
 - În conducție directă se testează modelul SPICE creat la limita inferioară și la cea superioară având astfel două rezultate. Se observă că modelul SPICE indică extremele comportării diodei Zenner. Astfel în situația dată obținem cel mai rău caz posibil inferior cât și superior.
 - Dioda se testează în conducție indirectă la un curent de aproximativ 1mA. În această situație căderea de tensiune pe diodă creată în SPICE reprezintă un caz mai defavorabil decât căderea de tensiune pe diodă reală și dioda din librăria SPICE. Acest model ajută cu precădere în industria auto unde limitele de funcționare reprezintă un factor major în proiectare. Bineînțeles dioda poate fi modelată să aibă ca și ieșire limitele inferioare (asta dacă sunt disponibile în datele de catalog).
 - În paragraful 4.3, plecând de la un model deja existent în librăria SPICE se verifică parametrii modelului cu un model de testare nou creat și se propune o metodă de extragere din datele de catalog a principalilor parametri ai tranzistorului bipolar. În urma testelor se observă următoarele concluzii:
 - Rezistența colectorului și a emitorului depind de valoarea curentului de colector. În modelul SPICE aceste valori sunt fixe. Astfel dacă cunoaștem

- curentul de colector putem să modificăm aceste rezistențe creând un model SPICE mai apropiat de realitate.
- Rezistența bazei are o variație mare în funcție de frecvența de intrare și este important să ținem cont de ea în special în frecvență mare.
 - În analiza de curent continuu și analiza tranzitorie au fost identificate noi valori pentru parametri BF și IKF care respectă mai bine valorile declarate în datele de catalog.
 - În analiza de curent alternativ au fost identificate noi valori pentru parametri R_{BB} , R_{EE} și TF care respectă mai bine valorile declarate în datele de catalog.
- În paragraful 4.4, plecând de la principiul de funcționare al unui tranzistor MOS-FET cu canal „n” și considerând informațiile din datele de catalog [35] ale unui tranzistor MOS-FET a fost creat un model nou echivalent al unui tranzistor MOS-FET real. Pe baza acestui model se creează un model nou SPICE care conține toți parametri modelului tranzistorului MOS-FET real cât și variația acestora cu variația curentului prin tranzistor și cu temperatura tranzistorului. În urma testelor se observă următoarele concluzii:
 - Forma tensiunii grilă-sursă a modelului SPICE creat este foarte aproape de forma tensiunii tranzistorului real și reprezintă un caz mai defavorabil. Tranzistorul din librăria SPICE având o tensiune grilă-sursă cu o urcare mai ideală.
 - Valoarea curentului de pierdere drenă-sursă la o temperatură de 25°C pentru un tranzistor real este aproximativ 550nA, a tranzistorului din biblioteca SPICE este 254nA și a tranzistorului modelat în SPICE este de 1μA (valoare regăsită și în datele de catalog a componentei). Se observă că tranzistorul creat în SPICE reprezintă cazul cel mai defavorabil. Aceasta ajutând la calculul curentului maxim de pierdere într-o schemă complexă.
 - Tensiunea de străpungere drenă-sursă a unui tranzistor real este în jur de 37V, a celui creat în SPICE este de 30V (valoare specificată în datele de catalog) și a tranzistorul din librăria SPICE este infinit. În această situație nu putem vedea în circuitul simulat o eventuală supra tensiune care ar putea afecta circuitul.
 - Tensiunea de străpungere grilă-sursă a unui tranzistor real este în jur de 26V, a celui creat în SPICE este de 20V (valoare specificată în datele de catalog) și a tranzistorul din librăria SPICE este infinit. În această situație nu putem vedea în circuitul simulat o eventuală supra tensiune care ar putea afecta circuitul.
 - La testarea variației rezistenței grilă-sursă se observă o aglomerare a valorilor rezistenței tranzistorului din librăria SPICE indiferent de tensiunea grilă-sursă aplicată și de temperatura mediului ambiant. Observând că cea mai mică valoare a rezistenței tranzistorului din librăria SPICE este mai mare decât valoare nominală declarată în datele de catalog. Asta presupunând o eroare mare a simulării utilizând acest model SPICE.

5.2 Direcții de cercetare viitoare

Considerând ce s-a studiat deja în această teză se pot identifica câteva direcții viitoare de continuare a cercetărilor:

- Crearea și studiul unui model SPICE al diodei supresoare reale. Diodă folosită frecvent în industria auto.
- Crearea unei metode de extracție a principalilor parametri folosiți în SPICE pentru un tranzistor bipolar PNP.
- Crearea și studiul unui model SPICE pentru un tranzistor bipolar NPN.

- Crearea și studiul unui model SPICE pentru un tranzistor bipolar PNP.
- Crearea și studiul unui model SPICE pentru un tranzistor MOS-FET cu canal „p”.
- Testarea componentelor la o temperatură de -60°C , -40°C , 125°C , 150°C în funcție de temperatura minimă sau maximă de funcționare a fiecărei componente.
- Crearea unui instrument de a extrage limitele de funcționare a unui circuit în mod automat folosind modelele SPICE propuse.

6 BIBLIOGRAFIE

- [1] Nagel, L. W. and Pederson, D. O., SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), Memorandum No. ERL-M382, University of California, Berkeley, Apr. 1973.
- [2] Nagel, L. W.; Rohrer, R. A. (August 1971). "Computer Analysis of Nonlinear Circuits, Excluding Radiation", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 6, no. 7, pp. 166-184, 1971.
- [3] M. Iordache, L. Dumitru, "Simularea asistată de calculator a circuitelor analogice. Algoritmi și tehnici de calcul" [Computer aided simulation of analog circuits] , Editura POLITEHNICA Press, București, 2014.
- [4] M. Iordache, L. Mandache, "Analiza asistată de calculator a circuitelor analogice neliniare" [Computer aided analysis of nonlinear analog circuits], Editura POLITEHNICA, București, 2004.
- [5] Charles K. Alexander, Matthew N. O. Sadiku, "Fundamentals of electric circuits", Published by McGraw-Hill, New York, 2012.
- [6] LTspice Tutorials; Mike Engelhardt, October 2011.
- [7] Voltage characteristics of electronics capacitance <https://article.murata.com/en-us/article/voltage-characteristics-of-electrostatic-capacitance>
- [8] The temperature characteristics of electrostatic capacitance <https://article.murata.com/en-us/article/temperature-characteristics-electrostatic-capacitance>
- [9] Capacitance change with aging <https://www.digikey.com/en/articles/what-is-the-capacitance-of-this-capacitor>
- [10] <https://www.murata.com/en-eu/products/emc/emifil/knowhow/basic/chapter06-p6>
- [11] Impedance and ESR vs frequency characteristics for a capacitor <https://article.murata.com/en-us/article/impedance-esr-frequency-characteristics-in-capacitors>
- [12] KEM C1005 Y5V SMD.pdf https://content.kemet.com/datasheets/KEM_C1005_Y5V_SMD.pdf
- [13] SPICE model for KEMET Capacitor, <http://ksim.kemet.com/Plots/SpicePlots.aspx>
- [14] Different Type of Inductors <https://www.agilemagco.com/wpcontent/uploads/Different-Types-of-Inductors.pdf>
- [15] Frequency impedance characteristics of inductor <https://www.murata.com/en-us/products/emc/emifil/knowhow/basic/chapter06-p6>
- [16] Characteristics of compact metal alloy power inductors <https://article.murata.com/en-us/article/characteristics-of-compact-metal-alloy-power-inductors>
- [17] Bobine; <http://ep.etc.tuiasi.ro/files/MCCP/Mccp11-L.pdf>
- [18] LQH32PZ101MN0.pdf <https://www.murata.com/en-us/api/pdfdownloadapi?cate=cgInductors&partno=LQH32PZ101MN0%23>
- [19] SPICE model for MURATA Inductor, <https://ds.murata.co.jp/simsurfing/powerinductor.html?lcid=en-us>
- [20] TDK-ceramicSMD.pdf <https://pccomponents.com/datasheets/TDK-ceramicSMD.pdf>
- [21] https://www.researchgate.net/publication/323507493_Diode_Models
- [22] <https://www.diodes.com/design/tools/spice-models/>
- [23] <https://www.coursera.org/lecture/electronics/4-2-models-of-diode-behavior-tfHbH>
- [24] <https://www.eeeguide.com/ac-equivalent-circuit-of-semiconductor-diode/>
- [25] https://www.researchgate.net/figure/Equivalent-circuit-for-the-rectifier_fig5_2982972
- [26] <http://fourier.eng.hmc.edu/e84/lectures/ch4/node8.html>
- [27] https://www.researchgate.net/figure/Nonlinear-transistor-equivalent-circuit-with-capacitor-and-transconductance_fig1_3130846
- [28] <https://www.daenotes.com/electronics/devices-circuits/hybrid-equivalent-transistor>
- [29] https://www.afahc.ro/ro/facultate/cursuri/dispo_electro.pdf
- [30] BZX84_SERIES (NXP, 2003 Apr 10).
- [31] bav99series (Infineon, 2007-09-19).
- [32] BC817 (SIEMENS 07.94).

- [33] BC817 (NXP Semiconductors, 17 November 2009).
- [34] BC817 (ONSEMI, August 2009).
- [35] https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFH3707-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153561a2e0b1e78
- [36] <https://incompliancemag.com/article/estimating-the-parasitics-of-passive-circuit-components/>
- [37] **Marius Florin Staniloiu**, Horatiu Samir Popescu, Bogdan Glod, Mihai Iordache, “*SPICE model of a real capacitor: Capacitive feature analysis with voltage variation*” (EPE2020), Iași ROMÂNIA, Date of Conferences: 22-23 October 2020, Iași România, Added to IEEE Xplore: 18 February 2021, DOI: 10.1109/EPE50722.2020.9305554, **INSPEC Accession Number:** 20470036, 978-1-7281-8126-4/20/\$31.00 ©2020 European Union, Publisher: IEEE, pp. 333 – 338.
- [38] **Marius Florin Staniloiu**, Horatiu Samir Popescu, Bogdan Glod, Mihai Iordache, “*SPICE model of a Real Coil. Inductance feature analysis with current variation*” (EPE2020), Iași ROMÂNIA, Date of Conferences: 22-23 October 2020, Iași România, Added to IEEE Xplore: 18 February 2021, DOI: 10.1109/EPE50722.2020.9305677, **INSPEC Accession Number:** 20470072, 978-1-7281-8126-4/20/\$31.00 ©2020 European Union, Publisher: IEEE, pp. 442 – 446.
- [39] Mihai Iordache, Horatiu Samir Popescu, Ionela Vlad, **Marius Florin Staniloiu**, “*ACAP – Analogic Circuit Analysis Program*” (Bucuresti 2021), Date of Conferences: 25-27 March 2021, 12th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), Added to IEEE Xplore: 12 May 2021, DOI: 10.1109/ATEE52255.2021.9425307, **INSPEC Accession Number:** 20691709, ISBN: 978-1-6654-1878-2/21/\$31.00 ©2021 IEEE, **WOS:000676164800143**, Publisher: IEEE, 6 pages.
- [40] **Marius Florin Staniloiu**, Horatiu Samir Popescu, Georgiana Rezmerita, Mihai Iordache “*The Equivalent Circuits Thevenin and Norton*”, Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty – Year 21 No.2 (45), Sciendo, ISSN 2286-2455, DOI: 10.2478/sbeef-2021-0021, pp. 40-48.
- [41] Victor Bucata, Mihai Iordache, Ionela Vlad, Horatiu Popescu, **Marius Florin Staniloiu** “*Wireless Power Transfer Systems: Thevenin Equivalent Circuits for Parallel-Series and Paralle-Parallel Magnetic Resonator Configurations*” (ICATE 2021), Craiova ROMÂNIA, Date of Conferences: 27-29 May 2021, Added to IEEE Xplore: 28 June 2021, DOI: 10.1109/ICATE49685.2021.9464974, **INSPEC Accession Number:** 20780269, 978-1-7281-8035-9/21/\$31.00 ©2021 IEEE, **INSPEC Accession Number:** 20895674, Publisher: IEEE, 6 pages.
- [42] Victor Bucata, Mihai Iordache, Ionela Vlad, Horatiu Popescu, **Marius Florin Staniloiu** “*Thevenin Equivalent Circuits for Magnetic Coupling Rezonators (Series-Series, Series-Parallel) in Wireless Power Transfer System*” (ICATE 2021), Craiova ROMÂNIA, Date of Conferences: 27-29 May 2021, Added to IEEE Xplore: 28 June 2021, DOI: 10.1109/ICATE49685.2021.9464933, **INSPEC Accession Number:** 20895674, 978-1-7281-8035-9/21/\$31.00 c2021 IEEE, **INSPEC Accession Number:** 20895674, Publisher: IEEE, 6 pages.
- [43] Mihaela Grib, Mihai Iordache, Alexandru Radu Grib, Horatiu Popescu, Ovidiu Laudatu, **Marius Staniloiu** “*The Use of Thevenin, Norton and Hybrid Equivalent Circuits in The Analysis and Polarization of Nonlinear Analog Circuits*” (EPE 2022), Iași România, Date of Conferences: 20-22 October 2022, Added to IEEE Xplore: 25 November 2022, DOI: 10.1109/EPE56121.2022.9959871, **INSPEC Accession Number:** 22330770, 978-1-6654-8994-2/22/\$31.00 ©2022 European Union, **WOS:000709089900011**. Publisher: IEEE, pp. 198-207.
- [44] **Marius Florin Staniloiu**, Horatiu Samir Popescu, Georgiana Rezmerita, Ionela Vlad, Mihai Iordache, “*SPICE model of a real Zener diode tested at room temperature*” (EPE2022), Iași România, Date of Conferences: 20-22 October 2022, Added to IEEE Xplore: 25 November 2022, DOI: 10.1109/EPE56121.2022.9959871, **INSPEC Accession Number:** 22330715, 978-1-6654-8994-2/22/\$31.00 ©2022 European Union, Publisher: IEEE, **WOS:000709089900001**, pp. 182-186.