UNIVERSITATEA TEHNICĂ DIN CLUJ-NAPOCA

Conf.dr.ing. Ovidiu Aurel POP

TEZĂ DE ABILITARE

MODELAREA CIRCUITELOR ELECTRONICE DE MICĂ ŞI MARE PUTERE

FACULTATEA DE ELECTRONICĂ, TELECOMUNICAŢII ŞI TEHNOLOGIA INFORMAŢIEI

2016

Cuprins

Rezumat..... 4

Abstract..... 7

1. Modelarea convertoarelor cc-cc 9

1.1 Convertorul coborâtor 10
1.2 Convertorul ridicător 13
1.3 Convertorul inversor 16
1.4 Modelarea Matlab a convertoarelor cc-cc 19
1.5 Convertoare cc-cc cu pierderi 21
1.5.1 Convertorul coborâtor cu pierderi 21
1.5.2 Convertorul ridicător cu pierderi 23
1.5.3 Convertorul inversor cu pierderi 26

2. Analiza, modelarea matematică, simularea şi implementarea convertoarelor c.c.-c.a. 30

2.1 Invertoare rezonante 30
2.1.1 Invertoarele rezonante cu circuit rezonant serie 30
2.1.2 Invertoare rezonante cu circuit rezonant paralel 33
2.2 Modelarea şi simularea invertoarelor rezonante 33
2.2.1 Modelarea invertorului rezonant în semipunte 34
2.2.2 Modelarea invertorului rezonant în punte 43
2.3. Invertoare rezonante serie-paralel în clasă D. Modelare şi implementare. 59
2.4. Implementări practice 65
2.4.1 Invertor rezonant serie-paralel 65
2.4.2 Invertor sinusoidal 68
2.4.3 Invertor rezonant in semipunte 70

3. Modelarea şi proiectarea sistemelor de distribuţie a alimentării pe plachetele electronice..... 74

3.1. Modele cu elemente de circuit concentrate 75
3.1.1 Modelul VRM 76
3.1.2 Modelul condensatoarelor de decuplare 76
3.1.3 Modelul perechii de plane 78

3.1.4 Modelarea SPICE a unui PDN 79
3.2 Modele cu elemente de circuit distribuite 81
3.2.1 Aplicarea metodei diferenţei finite în SPICE şi analiza comportamentală a unui PDN..... 82
3.3 Modele bazate pe funcţii analitice 87
3.4 Implementarea Matlab 89
3.5 Utilitatea şi limitele modelelor 95
3.6 Analiza comportării sistemelor de distribuţie a alimentării cu programe dedicate 96
4. Planuri de evoluție și dezvoltare a carierei 99
5. Bibliografie..... 110

Rezumat

Teza de abilitare prezintă o parte din realizările ştiinţifice şi profesionale acumulate în intervalul 2005-2015, după finalizarea tezei de doctorat. Activitatea de cercetare realizată în această perioadă a fost axată pe următoarele domenii:

- Analiza, modelarea, simularea şi implementarea convertoarelor de putere cc-cc;
- Analiza, modelarea, simularea şi implementarea convertoarelor de putere cc-ca, în special a convertoarelor rezonante utilizate în sistemele de încălzire prin inducţie;
- Analiza, modelarea, simularea şi proiectarea circuitelor electronice, din punct de vedere al integrităţii semnalelor şi integrităţii alimentării.

Ca rezultat al acestei activităţi de cercetare au fost publicate un număr de 41 de articole, din care 1 articol este in revistă ISI, 13 articole indexate ISI Proceedings şi 20 sunt indexate în baze de date internaţionale. Totodată, au fost publicate şi un număr de 5 cărţi în edituri naţionale recunoscute, şi un capitol de carte în editură internaţională. Acest capitol de carte a avut un numar de peste 20000 de descărcări de la aparitie, iar cartea este inclusiă pe site-ul oficial Matlab. În plus, trebuie menţionat faptul ca am participat la realizarea a peste 25 de contracte de cercetare, din care la 5 dintre ele sunt director sau responsabil de proiect. Din aceste 5 proiecte, 2 sunt proiecte internaţionale cu firme, în domeniul realizării de echipamente pentru sisteme de încălzire prin inducţie.

Această lucrare trece în revistă contribuţiile aduse în domeniul modelării circuitelor electronice de mare şi mică putere, din care am selectat trei direcţii:

- D1. Analiza, modelarea matematică, simularea şi implementarea convertoarelor cc-cc
- D2. Analiza, modelarea matematică, simularea şi implementarea convertoarelor cc-ca rezonante
- D32. Modelarea şi proiectarea sistemelor de distribuţie a alimentării pe plachetele electronice

Principalele rezultate obţinute în urma cercetărilor efectuate în direcţia D1 sunt legate de modelarea convertoarelor cc-cc. Ca metodologie în modelarea şi simularea acestor convertoare, s-a plecat de la analiza convertoarelor pe intervale de timp de funcţionare,

descrirea fiecărui interval prin ecuaţii diferenţiale, urmând implementarea acestor ecuaţii într-o platforma destinată simularii fiecărui tip de convertor. Rezultatele obţinute sunt verificate şi validate apoi prin simularea circuitului cu simulatoare dedicate, cum sunt Orcad Pspice sau Matlab/Simulink. S-a plecat de la analiza structurilor de bază ale convertoarelor dc-dc, urmând introducerea elementelor parazite ale acestora. Rezultatele obţinute sunt valorificate prin publicarea unui număr de 17 lucrări ştiinţifice indexate în baza de date ISI Thomson Reuters.

Principalele rezultate obţinute în urma cercetărilor efectuate în direcţia D2 sunt legate de modelarea convertoarelor cc-ca rezonante, în special a celor utilizate în sistemele de încălzire prin inducţie. Pentru modelarea şi simularea acestor convertoare s-a plecat de la analiza convertoarelor pe intervale de timp de funcţionare, descrirea fiecărui interval prin ecuaţii diferenţiale, urmând implementarea acestor ecuaţii într-o platforma destinată simularii fiecărui tip de convertor. Rezultatele obţinute sunt verificate şi validate apoi prin simularea circuitului cu simulatoare dedicate, cum sunt Orcad Pspice sau Matlab/Simulink. Au fost analizate atât convertoarele în semipunte cât şi convertoarele în punte. O parte din rezultatele obţinute în cadrul acestei direcţii de cercetare se bazează pe colaborarea în vederea finalizării a doua teze de doctorat, Modelarea convertoarelor în comutaţie, realizată de as.ing. Adrian Tăut şi Contribuţii teoretice şi experimentale la modelarea şi simularea convertoarelor de putere rezonante, realizată de as.ing. Ionel Baciu. Rezultatele obţinute sunt valorificate prin publicarea unui număr de 16 lucrări ştiinţifice, din care 12 sunt indexate în baza de date ISI Thomson Reuters. Una din aceste lucrări, A Matlab Tool for Simulation of Power Resonant Converters a fost premiată în anul 2012 la conferinţa IEEE International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging.

Rezultatele obţinute în direcţia de cercetare D3 sunt legate de modelarea plachetelor electronice din punct de vedere al integrităţii alimentării acestora. S-a urmarit modelarea planelor de alimentare a plachetelor electronice în aşa fel încât riplul indus tensiunii de alimentare să rămână sub un nivel acceptabil, iar pe baza acestei modelări se poate propune metode de alegere şi poziţionare a condensatoarelor de decuplare. Au fost realizate atăt modelari şi simulări în Orcad Pspice a planelor de alimentare, cât şi modele Matlab, 2D şi 3D, pentru a surprinde cât mai fidel fenomenele care apar. O parte din rezultatele obţinute în cadrul acestei direcţii de cercetare se bazează pe colaborarea în vederea finalizării unei teze de doctorat, Analiza integrităţii alimentării pe plachetele electronice cu circuit imprimat, a d-lui as.dr.ing. Raul Fizesan. Rezultatele obţinute sunt

valorificate prin publicarea unui număr de 8 lucrări ştiinţifice, din care 6 sunt indexate în baza de date ISI Thomson Reuters. Una din aceste lucrări, Why the Mounting Inductance is Important in Designing a PDN? a fost premiată în anul 2015 la conferinţa IEEE International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging.

În cadrul acestei teze de abilitare am dorit sa prezint, în principal, o metodologie de modelare a circuitelor electronice de mică şi mare putere, considerând că în cadrul conducerii unor viitoare teze de doctorat este important sa inoculăm doctoranzilor un mod riguros de abordare a problemelor. Ca urmare, nu am facut o trecere în revistă a tuturor realizărilor personale ci am incercat să punctez metode prin care, plecând de la simplu la complicat, să analizăm si modelăm circuite electronice complexe, scoţând în evidenţă nu doar comportamentul acestora în regim staţionar, ci, mai important, comportamentul şi fenomenele tranzitorii care pot sa apară în astfel de circuite.

Abstract

This habilitation thesis presents scientific and professional achievements accumulated between 2005-2015, after completing the thesis. The research conducted in this period was focused on the following areas:

• Analysis, modeling, simulation and implementation of DC-DC power converters;
• Analysis, modeling, simulation and implementation of DC-AC power converters, in particular resonant converters used in induction heating systems;
• Analysis, modeling, simulation and design of electronic circuits, in terms of signal integrity and power integrity.

As a result of this research have been published over 41 articles, of which 1 article in ISI magazine, ISI Proceedings articles 13 and 20 are indexed in international databases. There were also published five books and a number of recognized national publishing houses and a book chapter in international publishing. This book chapter has a total of over 20000 downloads in appearance, and the book is included on the Matlab official website. In addition, it should be noted that I have participated in more than 25 research contracts, of which 5 of them are director or project manager. Of these 5 projects, two are international projects with companies in the delivery of equipment for induction heating systems.

This thesis reviews the contributions for the modeling of electronic circuits and low power, of which we selected three directions:

• D1. Analysis, mathematical modeling, simulation and DC-DC converters implementation
• D2. Analysis, mathematical modeling, simulation and implementation of resonant converters
• D3. Modeling and design of power distribution network on the electronic printed boards.

The main results from the investigations direction D1 are related in the DC-DC converters modeling. As modeling and simulation methodology in these converters, it was left to analyze time-converters operating description of the many each interval by differential equations, following the implementation of these equations in a simulation platform designed for each type of converter. The results are then verified and validated by simulating dedicated circuit simulators such as PSpice Orcad and Matlab / Simulink. It starts with analysis of the basic structure of dc-dc converters, following the introduction of these parasitic elements. The results are valued by publishing a total of 17 scientific papers indexed in Thomson Reuters ISI database.

The main results from the investigations in the direction D2 are related to modeling of DC-AC resonant converters, especially those used in induction heating systems. Modeling and simulation for these converters starts with analyze time-converters operating description of the many each interval by differential equations, following the implementation of these equations in a simulation platform designed for each type of converter. The results are then verified and validated by simulating dedicated circuit simulators such as PSpice Orcad and Matlab / Simulink. They have been analyzed in half bridge converters and bridge converters. Some of the results obtained during this research direction is based on collaboration to complete of 2 Ph.D. thesis, *Switching Converters Modeling* conducted by as.ing. Adrian Taut and *Theoretical and experimental modeling and simulation of power converters resonan*t conducted by as.ing. Ionel Baciu. The results are valued by publishing a number of 16 scientific papers, 12 of which are indexed in the database ISI Thomson Reuters. One of these works, A Tool for MATLAB Simulation of Power Resonant Converters was awarded the 2012 IEEE International Symposium conference for Design and Technology in Electronic Packaging.

The results of research in the direction D3 are connected to the modeling of electronics printed boards in terms of the integrity of their supply. It watched planes modeling of supply wafer so that the induced voltage ripple remain at an acceptable level, and based on this modeling can propose methods of choice and positioning of decoupling capacitors. Were made simulation and modeling in Orcad PSpice of the supply planes and Matlab models, 2D and 3D, to capture as faithfully occurring phenomena. Some of the results obtained during this research direction is based on collaboration to complete a doctoral thesis, *Power integrity analysis of electronic printed boards*, to Mr. as.dr.ing. Raul Fizesan. The results are valued by publishing a number of papers 8, 6 of which are indexed in the database ISI Thomson Reuters. One of these works, the *Why the Mounting Inductance is Important in Designing a PDN?* was awarded the 2015 IEEE International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging.

In this habilitation thesis I wanted to present a methodology for modeling of low and high power electronic circuits, considering that under the leadership of future thesis is important to inoculate PhD students a rigorous approach to the problems. As a result, I did a survey of all personal achievements but I tried to point out ways in which, starting from simple to complicated, to analyze and modeling complex electronic circuitry, highlighting not only their steady state behavior, but more importantly, transients behavior that may occur in such circuits.

1. Modelarea convertoarelor cc-cc

În cadrul acestei direcţii de cercetare am propus prezentarea unor metode de simulare şi proiectare a convertoarelor cc-cc, pe baza modelelor matematice ce descriu funcţionarea acestora.

Modelarea convertoarelor cc-cc se bazează pe identificarea regimurilor de funcţionare a fiecărui convertor, identificarea schemei echivalente fiecărui interval şi scrierea ecuaţiilor de funcţionare pentru fiecare interval în parte. În urma seturilor de ecuaţii, se implementează o platformă Matlab, pentru rezolvarea acestora şi vizualizarea semnalelor relevante în analiza funcţionării circuitului.

În prima parte a capitolului se propune o analiză a convertoarelorcc-cc fără izolare galvanică, urmând ca în partea a doua sa fie prezentate platformele Matlab realizate şi rezultatele obţinute.

Rezultatele obţimute în cadrul acestei direcţii de cercetare au fost valorificate prin publicarea unui număr de 17 lucrări ştiinţifice indexate în baza de date ISI Thomson Reuters, a unei cărţi *Modelarea circuitelor electronice* şi a unui capitol de carte publicată într-o editură internaţională.

În literatura de specialitate există numeroase abordări ale acestei tematici, fiecare autor abordând anumite aspecte ale modelării convertoarelor cc-cc (R.*Erickson, C.Basso- model de semnal mic, A.J.Forsyth, S.V Mollov- modelare prin ecuaţii de stare, C.K.Tse- teoria grafurilor, R.D.Middlebrook,S.Cuk- descrierea modelului de curent mediu prin ecuaţii de stare* etc) sau utilizând anumite programe, mai mult sau mai putin dedicate modelării şi simulării unor astfel de convertoare (Simulink, Pspice).

Metoda propusă şi descrisă în acest capitol are la bază un circuit echivalent al convertorului, pe baza căruia s-a descris un model matematic, iar rezolvarea sistemelor de ecuaţii se face în Matlab. Pentru rezolvarea sistemelor de ecuaţii diferenţiale ce descriu funcţionarea convertoarelor se folosesc funcţiile *ode*, în special *ode45* , funcţie ce utilizează pentru rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale metoda Runge-Kutta.

Avantajul metodei prezentate în acest capitol constă, în principal, în faptul că metoda nu se aplică doar modelării convertoarelor cc-cc, ci poate fi aplicată oricărui circuit a cărui funcţionare poate fi descrisă matematic prin astfel de ecuaţii.

1.1 Convertorul coborâtor

Aşa cum îi spune numele, valoarea tensiunii de la ieşirea vonvertorul cc-cc coborâtor de tensiune (buck) este mai mică decât cea aplicată la intrare[43], [53], [54]. Schema convertorului coborâtor este prezentată în figura următoare:

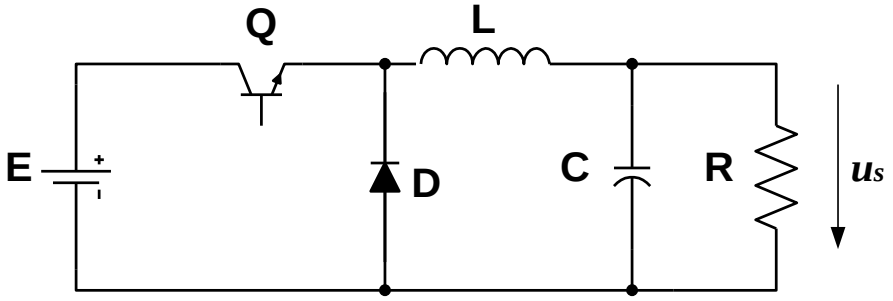


Fig.1.1 Schema convertorului coborâtor

O analiză matematică asupra convertorului se poate realiza în funcţie de stările de conducţie şi blocare a celor două comutatoare, tranzistor şi diodă, luând în considerare atât funcţionarea convertorului în regim de conducţie neîntreruptă (Continuous conduction mode-CCM) cât şi regimul de conducţie întreruptă (DCM).

În continuare se prezintă, sintetic, schemele echivalente ale circuitului în cele 3 regimuri de funcţionare şi ecuaţiile care descriu funcţionarea acestuia.

Intervalul I: Tranzistorul saturat

În acest interval, tranzistorul este saturat iar dioda D este blocata, circuitul echivalent fiind cel din fig.1.2:

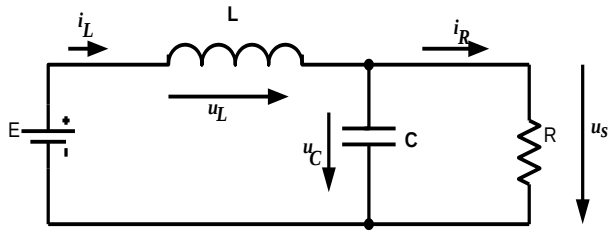


Fig. 1.2 Circuitul echivalent cu tranzistor saturat

Tensiunea de iesire u_S, pe rezistenta R si curentul i_L prin bobina L satisfac relatiile urmatoare:

$$\begin{cases} \dfrac{du_s}{dt} = (i_L - \dfrac{u_s}{R})\dfrac{1}{C}; \\ \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{E - u_s}{L}; \end{cases} \quad (1.1)$$

[43] Adrian TAUT, Serban LUNGU, Ovidiu POP,Educational Platform for Closed-loop Simulation of Power Converters, 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, **ISBN:** 978-1-4244-4260-7

[53] Emilson Pereira Leite, **Ovidiu Aurel Pop** s.a - Matlab - Modelling, Programming and Simulations, Sciyo Intech Publisher, Croatia, 2010, ISBN 978-953-307-125-1, 426 pag., Chapter 7 Modeling of DC-DC Converters

[54] Şerban Lungu, **Ovidiu Aurel Pop** – Modelarea circuitelor electronice, Editura Casa Cărţii de Stiinţă, Cluj-Napoca, 2006, ISBN 973-686-975-X, 978-973-686-975-4

Intervalul II: Tranzistorul blocat

În momentul în care tranzistorul este blocat, dioda D conduce, circuitul LC se descarcă pe rezistenţa de sarcină R. Schema echivalenta a circuitului este următoarea:

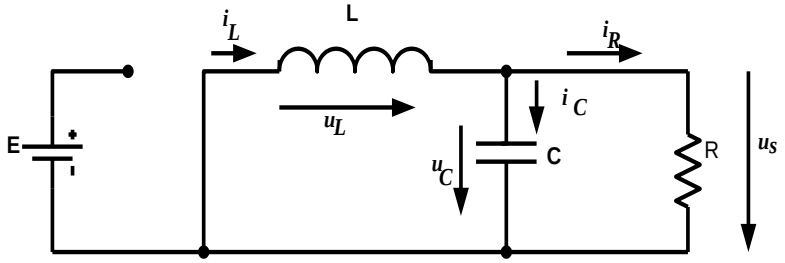


Fig. 1.3: Circuitul echivalent cu tranzistor blocat

Tensiunea de iesire u_s, pe rezistenta R si curentul i_L prin bobina L satisfac relatiile urmatoare:

$$\begin{cases} \dfrac{du_s}{dt} = \left(i_L - \dfrac{u_s}{R}\right)\dfrac{1}{C}; \\ \dfrac{di_L}{dt} = -\dfrac{u_s}{L}; \end{cases} \quad (1.2)$$

Intervalul III: Tranzistorul blocat, dioda blocata (regim întrerupt)

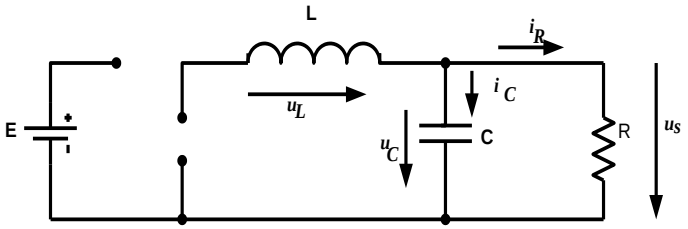


Fig. 1.4 Schema echivalenta in regim intrerupt

$$\begin{cases} \dfrac{du_S}{dt} = -\dfrac{u_S}{R}\cdot\dfrac{1}{C}; \\ \dfrac{di_L}{dt} = 0; \end{cases} \quad (1.3)$$

Pe baza ecuaţiilor determinate pentru cele 3 regimuri de funcţionare s-a implementat o platforma Matlab care va rezolva aceste ecuaţii, afisând formele de undă ale curentului prin inductanţă şi a tensiunii de ieşire. În funcţie de valorile convertorului şi a frecvenţei de comutaţie se poate ajunge, sau nu, în regim de conducţie întreruptă (al treilea interval de funcţionare).

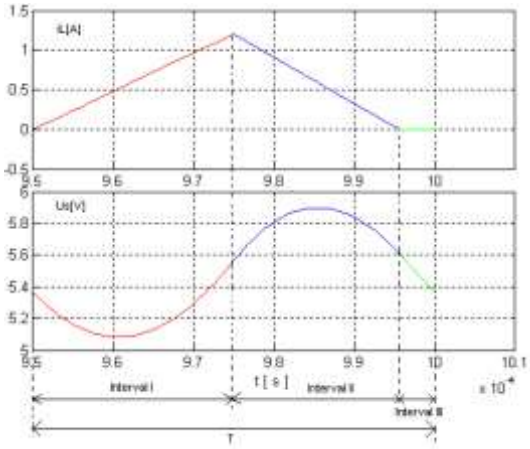


Fig. 1.5 Formele de undă ale i_L[A] si u_s[V]

Această metodă poate fi folosită şi ca metodă de proiectare, pe baza ecuaţiile prezentate anterior putînd fi calculate valorile inductanţei, capacităţii de ieşire si a raportului de transfer în tensiune.

Din conditia ca $I_{L\min} \geq 0$ rezulta conditia:

$$\frac{2L}{RT} \geq 1 - D \tag{1.13}$$

Această relaţie poate fi utilizată pentru a calcula valoarea minimă a bobinei, în condiţiile în care se cunosc perioada de comutaţie T şi valoarea sarcinii R.

$$L_{\min} = \frac{R \cdot T}{2} \cdot (1 - D) \; ; \tag{1.14}$$

Notând raportul de transfer în tensiune $\frac{Us}{E}$ =M:

$$M^2 + \frac{R \cdot T \cdot D^2}{2 \cdot L} \cdot M - \frac{R \cdot T \cdot D^2}{2 \cdot L} = 0 ; \tag{1.15}$$

Cu notatia: $a = \frac{R \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L}$; (1.16)

Soluţiile ecuatiei de mai sus sunt :

$$M = \frac{-a \pm \sqrt{a^2 + 4a}}{2} \tag{1.17}$$

Analizând cele două soluţii, se observă că soluţia validă a ecuaţiei este:

$$M = \frac{-a + \sqrt{a^2 + 4a}}{2} \tag{1.18}$$

Variaţia raportului de transfer în tensiune M în functie de factorul de umplere D, pentru diferite valori ale parametrului $\frac{2L}{RT}$ este prezentată în figura următoare:

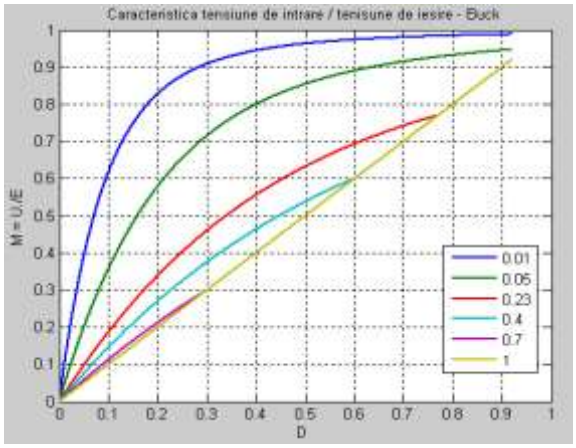


Fig. 1.6 Variaţia raportului de transfer în tensiune M în functie de factorul de umplere D

Un alt parametru ce se impune a fi determinat la analiza convertoarelor în comutaţie, îl constituie valoarea condensatorului de filtraj pentru a obţine un anumit riplu al tensiunii de ieşire.

$$C = \frac{(E - U_S)DT^2}{8L\Delta u} = \frac{E(1-D)D}{8Lf^2\Delta u} \tag{1.19}$$

1.2 Convertorul ridicător

Un astfel de convertor ofera la iesire o tensiune care este mai mare decat tensiunea de la intrare. Schema electrica a convertorului boost este cea din fig. 1.7 [43], [53], [54]:

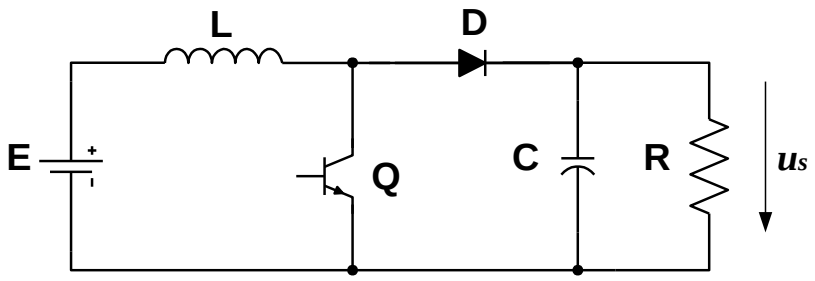


Fig. 1.7 Convertorul boost

Functionarea convertorului:

Schemele echivalente ale circuitului în cele trei regimuri de funcţionare şi ecuaţiile ce descriu funcţionarea convertorului sunt prezentate în tabelul următor. În cazul în care riplul curentului prin inducanţa *L* are o valoare suficient de mare, exista un moment in care curentul prin bobina poate ajunge la valoarea 0. Daca acest moment nu coincide cu momentul in care tranzistorul trece iar in regim de saturatie, atunci se spune ca circuitul functioneaza in regim de current intrerupt. Dioda, datorita faptului ca i_L=0, se blocheaza în mod natural, iar condesatorul se descarca pe rezistenta de sarcina R.

[43] Adrian TAUT, Serban LUNGU, Ovidiu POP,Educational Platform for Closed-loop Simulation of Power Converters, 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, **ISBN:** 978-1-4244-4260-7

[53] Emilson Pereira Leite, **Ovidiu Aurel Pop** s.a - Matlab - Modelling, Programming and Simulations, Sciyo Intech Publisher, Croatia, 2010, ISBN 978-953-307-125-1, 426 pag., Chapter 7 Modeling of DC-DC Converters

[54] Şerban Lungu**, Ovidiu Aurel Pop** – Modelarea circuitelor electronice, Editura Casa Cărţii de Stiinţă, Cluj-Napoca, 2006, ISBN 973-686-975-X, 978-973-686-975-4

Intervalul I: tranzistor saturat, dioda blocată

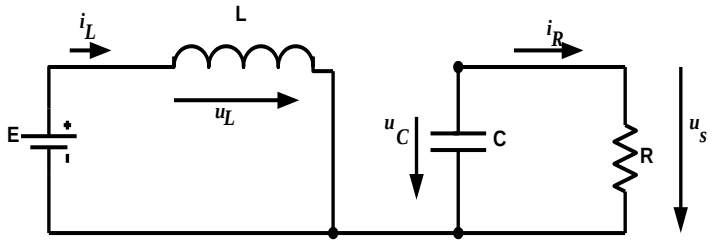


Fig. 1.8 Schema echivalenta convertor boost pentru tranzistor saturat

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{E}{L}; \\ \dfrac{du_s}{dt} = -\dfrac{u_s}{R \cdot C}; \end{cases} \quad (1.20)$$

Intervalul II: Tranzistor blocat, diodă în conducție

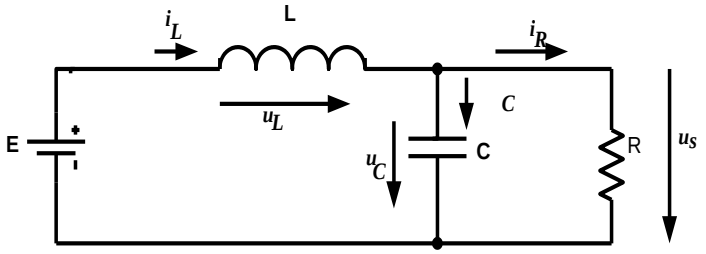


Fig. 1.9 Schema echivalenta convertor boost pentru tranzistor blocat

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{E - u_s}{L}; \\ \dfrac{du_s}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L - \dfrac{u_s}{R}\right); \end{cases} \quad (1.21)$$

Intervalul III: Tranzistor blocat si dioda blocata

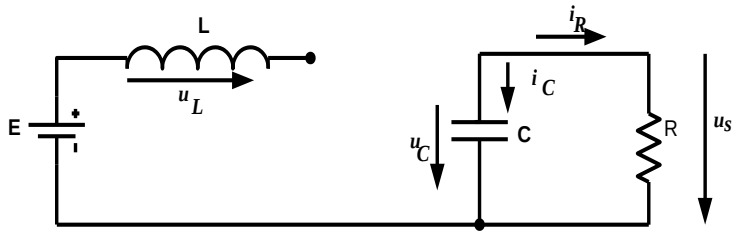


Fig 1.10 Schema echivalenta petnru regimul intrerupt

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = 0; \\ \dfrac{du_s}{dt} = -\dfrac{u_s}{R \cdot C}; \end{cases} \quad (1.22)$$

Pe baza ecuaţiilor prezentate anterior, s-a implementat o platforma Matlab care va afisa urmatoarele forme de undă:

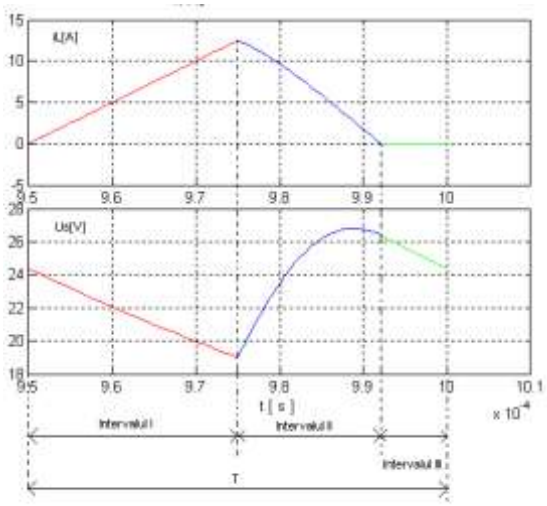


Fig 1.11 Graficele iL[A] si Us[V] in functie de timp

Ca relaţii de proiectare se pot utiliza relaţiile de calcul ale inductanţei, capacităţii de ieşire şi valorii raportului de transfer în tensiune.

Din conditia ca $iL_{\min} \geq 0$ rezulta:

$$\frac{2L}{R \cdot T} \geq D \cdot (1-D)^2; \qquad (1.23)$$

Această relaţie poate fi utilizată şi pentru determinarea valorii minime a bobinei, în condiţiile în care se cunosc perioada de comutaţie T şi valoarea rezistenţei de sarcină R.

$$L_{\min} = \frac{R \cdot T}{2} D \cdot (1-D)^2; \qquad (1.24)$$

În regim întrerupt, notand cu M= $\frac{Us}{E}$ raportul de transfer în tensiune a circuitului este :

$$M(M-1) = \frac{D^2 \cdot T \cdot R}{2 \cdot L}; \qquad (1.25)$$

Rezolvând aceasta ecuatie se obţine:

$$M = \frac{1+\sqrt{1+\frac{4 \cdot D^2 \cdot T \cdot R}{2L}}}{2}; \qquad (1.26)$$

Variaţia raportului de transfer în tensiune M în funcţie de factorul de umplere, pentru diferite valori ale parametrului $\frac{2L}{RT}$ este prezentată în figura următoare:

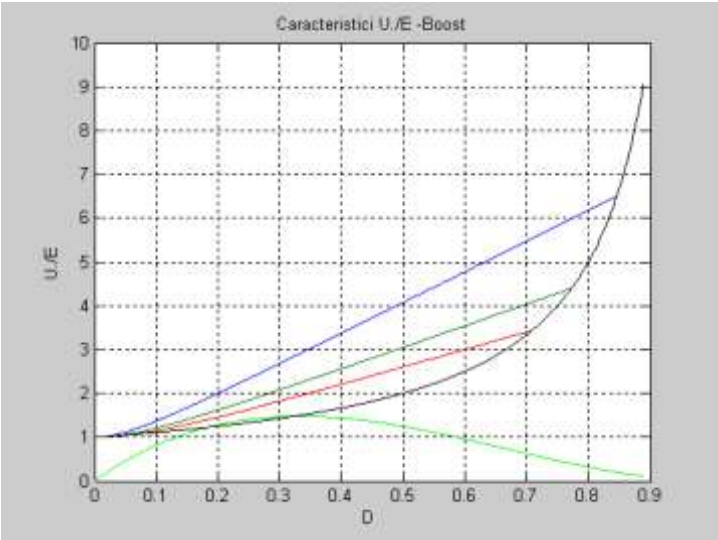


Fig. 1.12 Variaţia raportului de transfer în tensiune M în funcţie de factorul de umplere

Un alt parametru ce se impune a fi determinat la analiza convertoarelor în comutaţie, îl constituie valoarea condensatorului de filtraj necesară pentru a obţine un anumit riplu al tensiunii de ieşire.

$$C = \frac{\left(I_{L\max} - I_S\right)^2 T(1-D)}{2\left(I_{L\max} - I_{L\min}\right)} \tag{1.27}$$

1.3 Convertorul inversor

Schema circuitului inversor (Buck-Boost) este redata in figura 1.13:

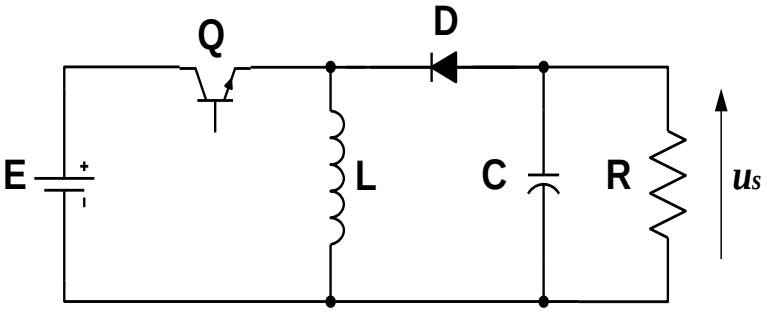
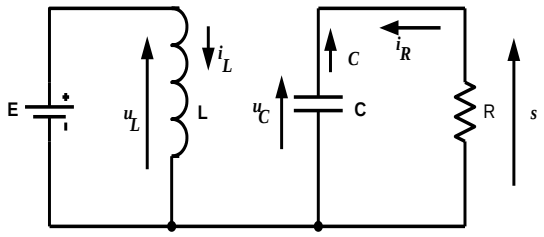
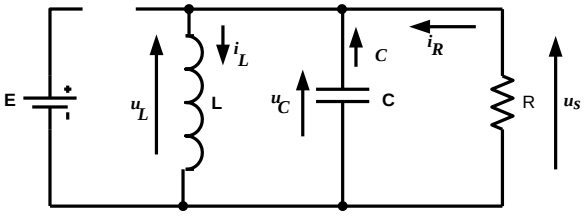
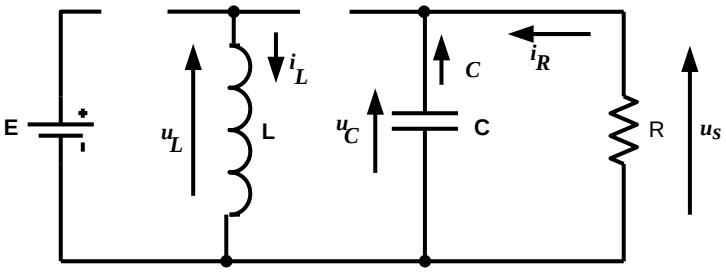


Fig. 1.13 Convertorul Buck-Boost

Functionarea convertorului:

Pe durata conductiei tranzistorului, dioda este blocata, iar inductanta *L* se incarca cu energie de la susrsa de tensiune de alimentare *E*. Condensatorul se descarca pe rezistenta de sarcina. In momentul blocarii tranzistorului, datorita inversarii polaritatii

tensiunii de pe bobina, dioda intra in conductie, iar energia inmagazinata in bobina este cedata condensatorului de filtraj si circuitului de sarcina.

Intervalul I: tranzistorul saturat, dioda blocată  *Fig. 1.14 Schema echivalenta a convertorului Buck-Boost pentru tranzistor saturat*	$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = E \\ \frac{du_s}{dt} = -\frac{u_s}{R \cdot C} \end{cases}$; (1.28)
Intervalul II: tranzistor blocat, dioda în conducție  *Fig.1.15 Schema echivalenta pentru tranzsitor blocat*	$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{u_s}{L} \\ \frac{du_s}{dt} = \left(i_L - \frac{u_s}{R} \right) \cdot \frac{1}{C} \end{cases}$; (1.29)
Intervalul III: Tranzistor blocat si dioda blocata  *Fig 1.16 Schema echivalenta pentru tranzistor blocat si dioda blocata*	$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = 0 \\ \frac{du_s}{dt} = -\frac{u_s}{R \cdot C} \end{cases}$; (1.30)

Pe baza ecuaţiilor prezentate anterior, s-a implementat o platforma Matlab care va afisa urmatoarele forme de undă:

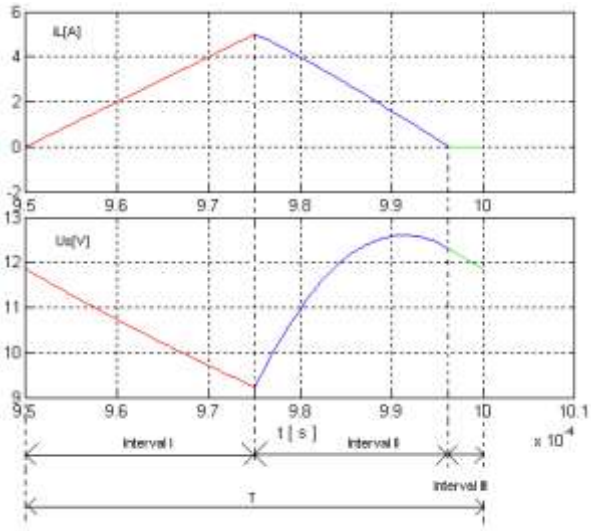


Fig.1.17 Graficele il[A] si Us[V] in functie de timp

Pentru a obtine valoarea minima pe care trebuie sa o aiba bobina astfel incat convertorul boost sa functioneze in regim de conductie neintrerupta vom folosi expresiile curentului, respectiv tensiunii pe bobina, in regim neintrerupt:

Din conditia ca $i_{L_{\min}} \geq 0$ rezulta:

$$\frac{2L}{RT} \geq (1-D)^2; \qquad (1.31)$$

In conditiile in care se cunoaste valoarea rezistentei de sarcina si a perioadei de comutatie, se poate calcula valoarea minima necesara pentru inductanta, în asa fel încât circuitul sa functioneze in regim de conducţie neîntreruptă.

$$L_m = \frac{R \cdot T \cdot (1-D)^2}{2}; \qquad (1.32)$$

În regim întrerupt, funţia de transfer a circuitului este dată de relaţia:

$$M = D\sqrt{\frac{R_S T}{2L}} \qquad (1.33)$$

In conditiile in care se cunosc parametrii Rs, L şi T ai circuitului, variatia factorului de transfer in tensiune M în funcţie de factorul de umplere D al semnalului de comandă este prezentată in figura urmatoare:

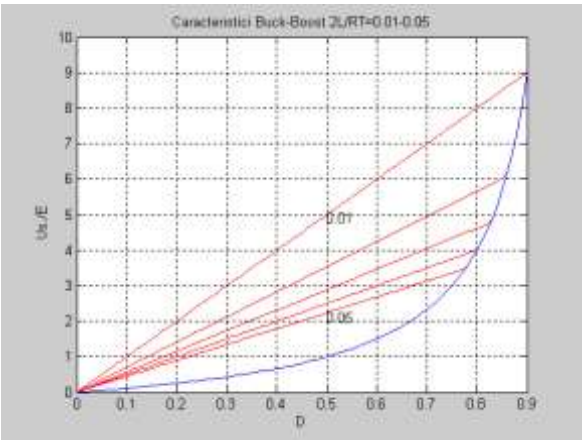


Fig.1.18 Variatia factorului de transfer in tensiune M în funcţie de factorul de umplere D

Un alt parametru ce se impune a fi determinat la analiza convertoarelor în comutaţie, îl constituie valoarea condensatorului de filtraj necesară pentru a obţine un anumit riplu al tensiunii de ieşire.

$$C = \frac{\left(I_{L\max} - I_S\right)^2 T(1-D)}{2\left(I_{L\max} - I_{L\min}\right)} \tag{1.34}$$

1.4 Modelarea Matlab a convertoarelor cc-cc

Programul Matlab realizat pentru modelarea celor trei tipuri de convertoare este compus din doua fisiere: *start_convertor.m* si *ed_convertor.m*. Fisierul *start_convertor.m* seteaza doar valorile implicite ale parametrilor si apeleaza fisierul si *ed_convertor.m*. In cadrul acestui fisier este realizata interfata grafica pentru selectia convertorului, afisarea rezultatelor, realizarea unui submeniu cu documentatia legata de aceste convertoare, precum si implementarea si rezolvarea ecuatiilor diferentiale ce descriu functionarea convertoarelor.

Meniul programului si rezultatele simularii convertoarelor sunt prezentate in figura urmatoare:

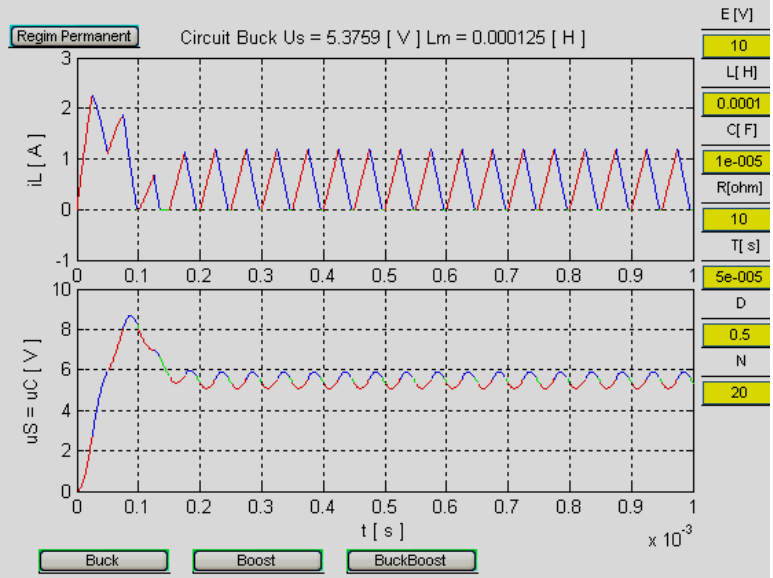


Fig.1.19 Interfata programului Matlab

Dupa cum se observa din figura, acest program permite analiza tuturor celor trei tipuri de convertoare, selectia lor facandu-se din unul din cele trei butoane din partea de jos a imaginii. Totodata, se pot modifica oricare dintre parametrii convertorului, perioada de comutatie, factorul de umplere si numarul de perioade de afisare, precum si regimul de functionare (tranzitoriu sau permanent).

Rezultatele obţinute în cadrul modelării convertoarelor cc-cc au fost valorificate prin publicarea a două carţi [53], [54] şi a unui număr de 17 lucrări ştiinţifice publicate în volumele unor conferinţe ştiinţifice internaţionale din care amintesc [20], [30], [34], [40], [43], [46], [51], [57], [58].

[20] Taut, **O. Pop**, I. Baciu, Tool for Design and Simulation of Flyback Converters, 38th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2015, ISBN 978-1-4799-8860-0, page 505 – 509

[30] Taut, Adrian; **Pop, Ovidiu**; Baciu, Ionel; Daraban, Mihai, A Matlab tool for determining the parameters of power DC-DC non isolated converters, Proceedings of the 36th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2013, ISBN 978-1-4799-0036-7, pag. 423–427

[43] Adrian TAUT, Serban LUNGU, Ovidiu POP,Educational Platform for Closed-loop Simulation of Power Converters, 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, **ISBN:** 978-1-4244-4260-7

[53] Emilson Pereira Leite, **Ovidiu Aurel Pop** s.a - Matlab - Modelling, Programming and Simulations, Sciyo Intech Publisher, Croatia, 2010, ISBN 978-953-307-125-1, 426 pag., Chapter 7 Modeling of DC-DC Converters

[54] Şerban Lungu, **Ovidiu Aurel Pop** – Modelarea circuitelor electronice, Editura Casa Cărţii de Stiinţă, Cluj-Napoca, 2006, ISBN 973-686-975-X, 978-973-686-975-4

[57] Adriana Buruian, **Adrian TAUT,** Ovidiu Pop, Anamaria Matei, "Digital Control Algoritm for DC-DC Converter", The 6TH Symposium for Students in Electronics and Telecomunications, 27 May 2010, Cluj-Napoca, România

[58] **Ovidiu Pop**, Gabriel Chindris, Matlab Simulation Platform for SEPIC Power Converter in Discontinuous Current Mode Operation, The 11th International Symposium for Design And Technology of Electronic Modules September 22-25, 2005, Cluj-Napoca ROMANIA

1.5 Convertoare cc-cc cu pierderi

Datorită faptului că orice componentă electronică conţine şi elemente parazite, aceste pot influenţa funcţionarea convertoarelor cc-cc. Ca urmare, în cele ce urmează, vom analiza influenţa acestor acestor elemente în analiza convertoarelor [46], [53], [54].

1.5.1 Convertorul coborâtor cu pierderi

Schema convertorului coborâtor, în care s-au luat în considerare şi unele elementele parazite ale componetelor este prezentată în figura următoare:

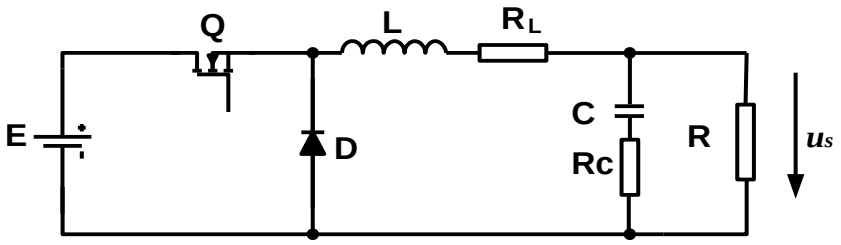


Fig.1.20 Schema convertorului coborâtor cu pierderi

Analiza convertorului se face în aceleaşi condiţii ca şi a convertorului fără pierderi. Ca urmare, primul interval de timp analizat este cel în care tranzistorul conduce, iar dioda este blocată, a cărui schemă echivalentă este prezentată în figura următoare:

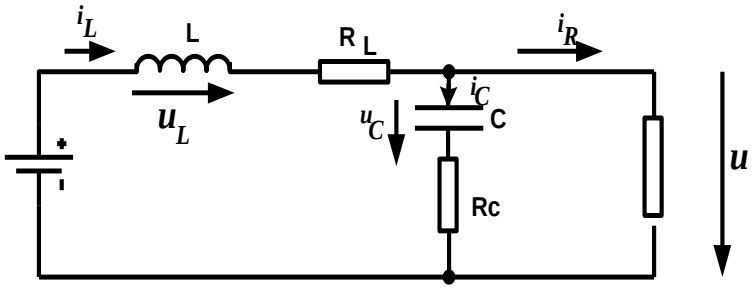


Fig.1.21 Schema echivalentă a convertorului pe intervalul în care tranzistorul conduce iar dioda este blocată

[46] Ovidiu Pop, Serban Lungu, Switching Mode Power Converters Modeling with Parasitic Components, 30th International Spring Seminar on Electronics Technology, ISSE2007, Cluj-Napoca, Romania, ISBN 978-973-713-174-4

[53] Emilson Pereira Leite, **Ovidiu Aurel Pop** s.a - Matlab - Modelling, Programming and Simulations, Sciyo Intech Publisher, Croatia, 2010, ISBN 978-953-307-125-1, 426 pag., Chapter 7 Modeling of DC-DC Converters

[54] Şerban Lungu, **Ovidiu Aurel Pop** – Modelarea circuitelor electronice, Editura Casa Cărţii de Stiinţă, Cluj-Napoca, 2006, ISBN 973-686-975-X, 978-973-686-975-4

Pentru analiza matematică a acestui convertor se aleg ca variabile curentul prin bobină, i_L şi tensiunea pe condensator, u_C. In acest interval de timp se pot scrie relaţiile:

$$u_L = L\frac{di_L}{dt} = E - u_C - i_C R_C - i_L R_L \tag{1.35}$$

$$u = Ri_R = u_C + i_C R_C \tag{1.36}$$

$$i_R = i_L - i_C \tag{1.37}$$

Din aceste ecuaţii rezultă:

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}\left[E - i_L\left(R_L + \dfrac{RR_C}{R+R_C}\right) - u_C\dfrac{R}{R+R_C}\right] \\ \dfrac{du_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L R - u_C\right)\dfrac{1}{R+R_C} \\ u = \left(u_C + i_L R_C\right)\dfrac{R}{R+R_C} \end{cases} \tag{1.38}$$

În al doilea interval de timp în care se face analiza acestui convertor, tranzistorul este blocat iar dioda conduce. Schema echivalentă a convertorului în acest interval de timp este prezentată în figura următoare:

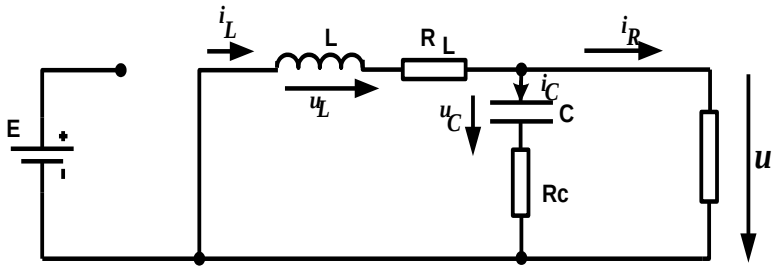


Fig.1.22 Schema echivalentă a convertorului pe intervalul în care tranzistorul este blocat iar dioda conduce

În acest interval, relaţiile de calcul ale curentului prin bobină, a tensiunii pe condensator si a tensiunii de ieşire sunt următoarele:

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}\left[-i_L\left(R_L + \dfrac{RR_C}{R+R_C}\right) - u_C\dfrac{R}{R+R_C}\right] \\ \dfrac{du_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L R - u_C\right)\dfrac{1}{R+R_C} \\ u = \left(u_C + i_L R_C\right)\dfrac{R}{R+R_C} \end{cases} \tag{1.39}$$

În situaţia în care convertorul intră în regim de funcţionare de curent întrerupt, în care atât tranzistorul cât şi dioda sunt blocate, schema echivalentă este:

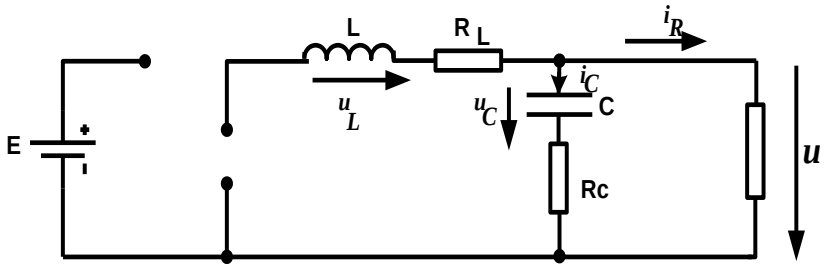


Fig.1.23 Schema echivalentă a convertorului în regim de conducţie întreruptă

În acesta situaţie, ecuaţiile de funcţionare ale convertorului sunt:

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = 0 \\ \dfrac{du_C}{dt} = -\dfrac{1}{C} u_C \dfrac{1}{R + R_C} \\ u = u_C \dfrac{R}{R + R_C} \end{cases} \tag{1.40}$$

Interfata de vizualizare a rezultatelor, în care sunt prezentate formele de undă ale curentului prin bobină şi ale tensiunii de ieşire este prezentată în figura de mai jos. Se observă, ca faţă de circuitul fără pierderi, în acest caz mai pot fi definite şi valorile elementelor parazite ale circuitului.

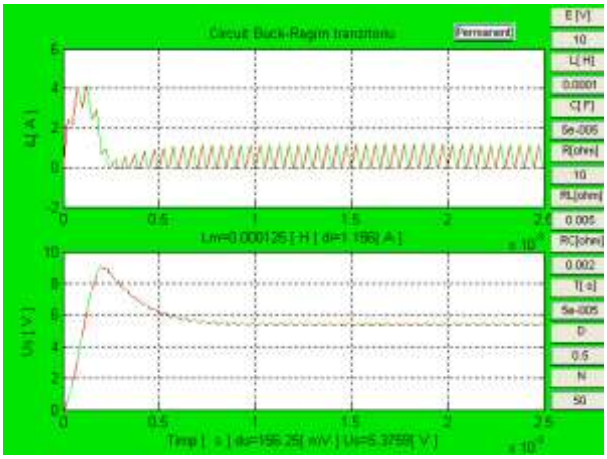


Fig.1.24 Interfata de vizualizare a rezultatelor pentru convertorul coborâtor cu pierderi

1.5.2 Convertorul ridicător cu pierderi

Schema convertorului ridicător, în care s-au luat în considerare şi unele elementele parazite ale componetelor este prezentată în figura următoare:

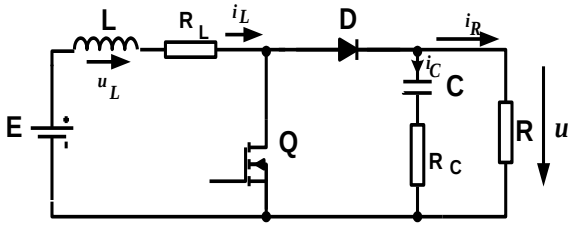


Fig.1.25 Schema convertorului ridicător cu pierderi

Analiza convertorului se face în aceleaşi condiţii ca şi a convertorului fără pierderi. Ca urmare, primul interval de timp analizat este cel în care tranzistorul conduce, iar dioda este blocată, a cărui schemă echivalentă este prezentată în figura următoare:

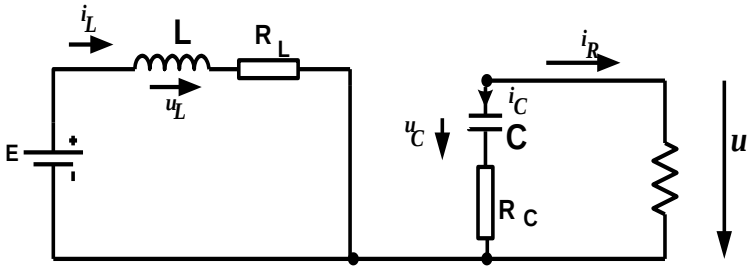


Fig.1.26 Schema echivalentă a convertorului pe intervalul în care tranzistorul conduce iar dioda este blocată

La fel ca şi pentru convertorul coborâtor,pentru analiza matematică a acestui convertor se aleg ca variabile curentul prin bobină, i_L şi tensiunea pe condensator, u_C. In acest interval de timp se pot scrie relaţiile:

$$\begin{aligned} &E = L\frac{di_L}{dt} + i_L R_L \\ &u = Ri_R = u_C + i_C R_C \\ &i_R + i_C = 0 \end{aligned} \tag{1.41}$$

Din aceste ecuaţii rezultă:

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}\left(E - i_L R_L\right) \\ \dfrac{du_C}{dt} = -\dfrac{1}{C}u_C\dfrac{1}{R+R_C} \\ u = u_C + R_C C\dfrac{du_C}{dt} \end{cases} \tag{1.42}$$

În al doilea interval de timp, în care tranzistorul este blocat iar dioda conduce, schema echivalentă a convertorului este prezentată în figura următoare:

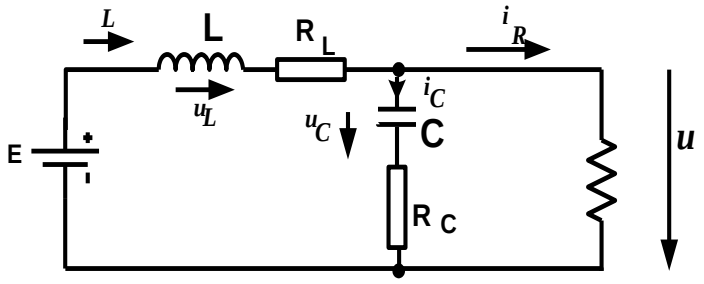


Fig.1.27 Schema echivalentă a convertorului pe intervalul pe al doilea interval de funcționare

În acest interval, relaţiile de calcul ale curentului prin bobină, a tensiunii pe condensator si a tensiunii de ieşire sunt următoarele:

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}\left[E - i_L R_L - u_C \dfrac{R}{R+R_C}\right] \\ \dfrac{du_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L - u_C \dfrac{1}{R+R_C}\right) \\ u = u_C \dfrac{R}{R+R_C} + i_L R_C \end{cases} \tag{1.43}$$

În situaţia în care convertorul intră în regim de funcţionare de curent întrerupt, în care atât tranzistorul cât şi dioda sunt blocate, schema echivalentă este:

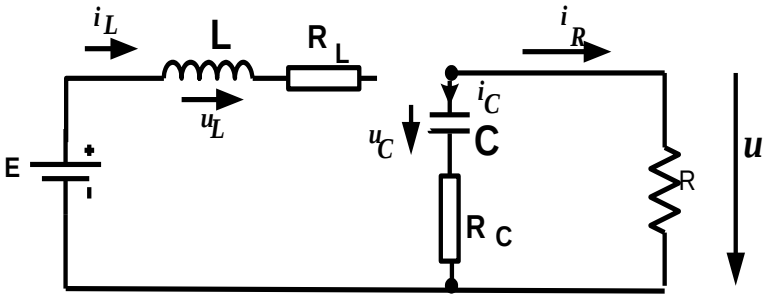


Fig.1.28 Schema echivalentă a convertorului în regim de conducţie întreruptă

În acesta situaţie, ecuaţiile de funcţionare ale convertorului sunt:

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = 0 \\ \dfrac{du_C}{dt} = -\dfrac{1}{C} u_C \dfrac{1}{R+R_C} \\ u = u_C \dfrac{R}{R+R_C} \end{cases} \tag{1.44}$$

Interfata de vizualizare a rezultatelor, în care sunt prezentate formele de undă ale curentului prin bobină şi ale tensiunii de ieşire este prezentată în figura de mai jos. Se

observă, ca faţă de circuitul fără pierderi, în acest caz mai pot fi definite şi valorile elementelor parazite ale circuitului. Prin apasarea butonului Permanent/Tranzitoriu se trece de la vizualizarea intregului intreval de timp simulat la afisarea unei singure perioade din regimul permanent de functionare.

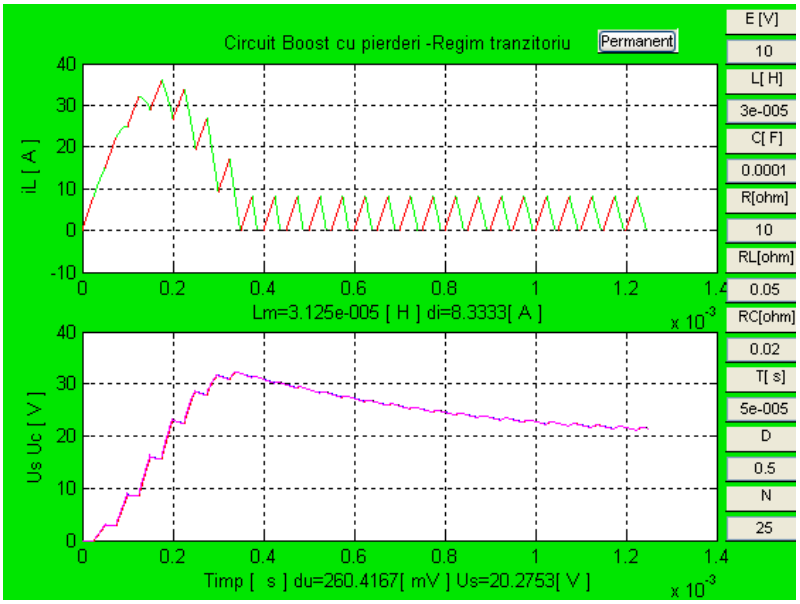


Fig.1.29 Interfata de vizualizare a rezultatelor pentru convertorul ridicator cu pierderi

1.5.3 Convertorul inversor cu pierderi

Schema convertorului inversor cu pierderi este prezentată în figura următoare:

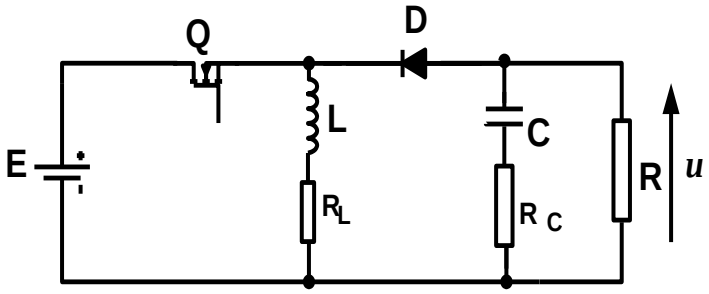


Fig.1.30 Schema convertorului inversor cu pierderi

In intervalul de timp în care tranzistorul conduce, iar dioda este blocată, schema echivalentă este prezentată în figura următoare:

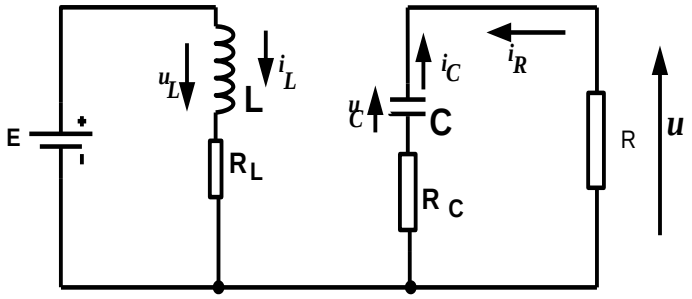


Fig.1.31 Schema echivalentă a convertorului pe intervalul în care tranzistorul conduce iar dioda este blocată

Pentru analiza matematică a acestui convertor se aleg ca variabile curentul prin bobină, i_L şi tensiunea pe condensator, u_C. In acest interval de timp se pot scrie relaţiile:

$$\begin{aligned} &E = L\frac{di_L}{dt} + i_L R_L \\ &u = Ri_R = u_C + i_C R_C \\ &i_R + i_C = 0 \end{aligned} \tag{1.45}$$

Din aceste ecuaţii rezultă:

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}\left(E - i_L R_L\right) \\ \dfrac{du_C}{dt} = -\dfrac{1}{C}u_C\dfrac{1}{R+R_C} \\ u = u_C + R_C C\dfrac{du_C}{dt} \end{cases} \tag{1.46}$$

În al doilea interval de timp tranzistorul este blocat iar dioda conduce. Schema echivalentă a convertorului în acest interval de timp este prezentată în figura următoare:

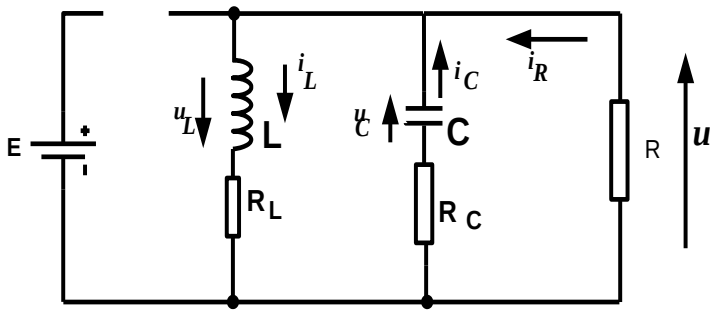


Fig.1.32 Schema echivalentă a convertorului pe intervalul în care tranzistorul este blocat iar dioda conduce

În acest interval, relaţiile de calcul ale curentului prin bobină, a tensiunii pe condensator si a tensiunii de ieşire sunt următoarele:

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}\left[E - i_L\left(R_L + \dfrac{RR_C}{R+R_C}\right) - u_C\dfrac{R}{R+R_C}\right] \\ \dfrac{du_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L R - u_C\right)\dfrac{1}{R+R_C} \\ u = u_C\dfrac{R}{R+R_C} + i_L R_C \end{cases} \tag{1.47}$$

În situaţia în care convertorul intră în regim de funcţionare de curent întrerupt, în care atât tranzistorul cât şi dioda sunt blocate, schema echivalentă este:

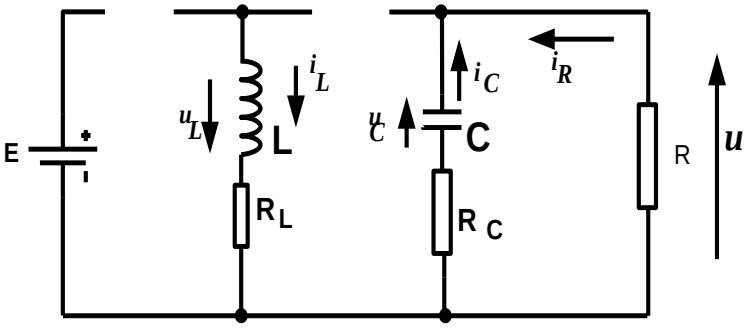


Fig 1.33 Schema echivalentă a convertorului în regim de conducţie întreruptă

În acesta situaţie, ecuaţiile de funcţionare ale convertorului sunt:

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = 0 \\ \dfrac{du_C}{dt} = -\dfrac{1}{C}u_C\dfrac{1}{R+R_C} \\ u = u_C\dfrac{R}{R+R_C} \end{cases} \tag{1.48}$$

Interfata de vizualizare a rezultatelor, în care sunt prezentate formele de undă ale curentului prin bobină şi ale tensiunii de ieşire este prezentată în figura de mai jos. Se observă, ca faţă de circuitul fără pierderi, în acest caz mai pot fi definite şi valorile elementelor parazite ale circuitului. In plus, in graficul tensiunii de iesire este prezentata si forma de unda a tensiunii de iesire a convertorului fara pierderi, in scopul vizualizarii influentei elementelor parazite ale convertorului asupra acestei tensiuni.

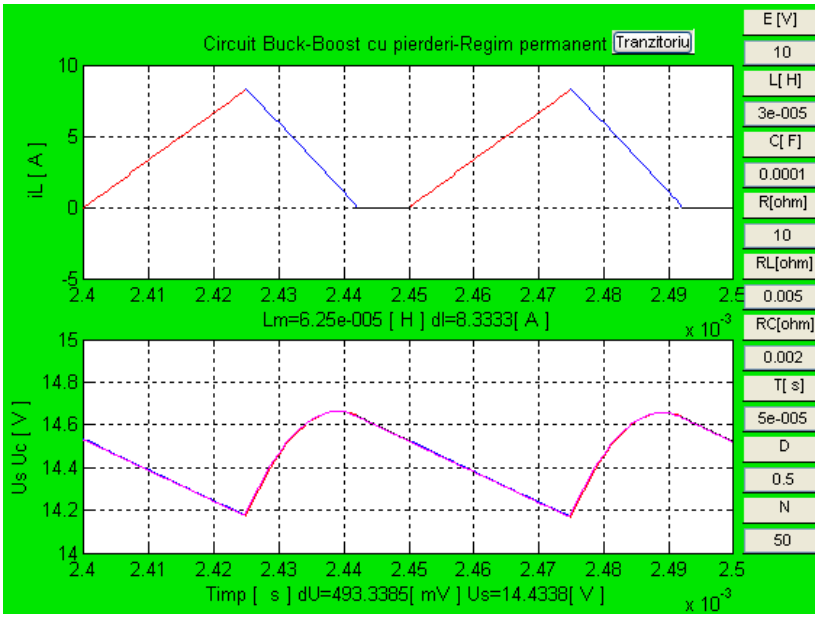


Fig.1.34 Interfata de vizualizare a rezultatelor pentru convertorul inversor cu pierderi

2. Analiza, modelarea matematică, simularea şi implementarea convertoarelor c.c.-c.a.

Pe baza rezultatelor obţinute şi prezentate în directia de cercetare D1, în cadrul acestui capitol se propune prezentarea unor metode de modelare şi simulare. Precum şi implementarea practică a convertoarelor cc-ca, în special a invertoarelor rezonante.

O parte a rezultatelor prezentate au fost obţinute în urma realizării a două proiecte de cercetare cu compania Diehl AKO Stiftung & Co, din Germania, proiecte pe care le-am realizat în calitate de director. In principal, tematica urmărită în cadrul celor două proiecte constă în găsirea de noi soluţii de utilizare a invertoarelor rezonante în cadrul sistemelor de încălzire prin inducţie utilizate în aplicaţii domestice, precum şi implementarea de noi soluţii de control al acestor invertoare în scopul îmbunătăţirii performanţelor acestora.

Cercetările întreprinse în această direcţie au continuat şi după incheierea celor două contracte, iar rezultatele obţinute au fost valorificate prin realizarea şi finalizarea a două teze de doctorat şi publicarea, împreună cu o parte din echipa de cercetare, a unui număr de 16 lucrări ştiinţifice, din care 12 sunt indexate în baza de date ISI Thomson Reuters. Una din aceste lucrari, [32*] A Matlab tool for simulations of power resonant converters,* a fost premiată la conferinţa The 18th IEEE International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging 2012.

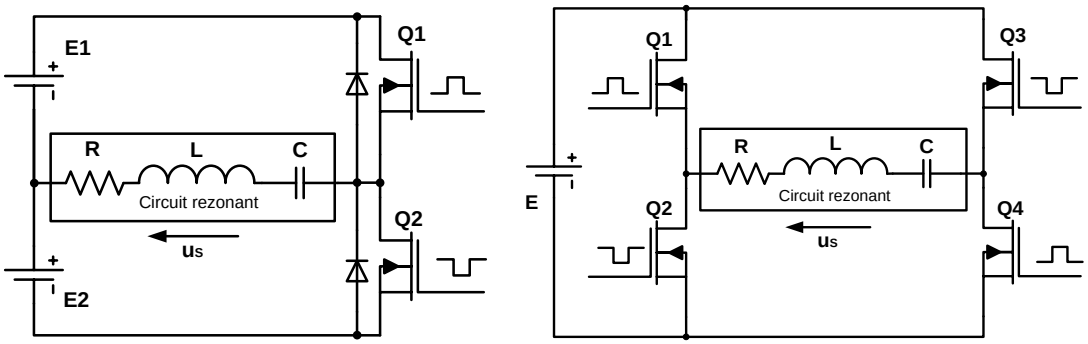
2.1 Invertoare rezonante

Invertoarele rezonante sunt invertoare cuplate la sarcină prin intermediul unui filtru trece bandă, realizat, de obicei, ca un circuit rezonant L-C serie, derivaţie sau mixt. Pentru obtinerea unui transfer maxim de putere, aceste invertoare lucrează la o frecvenţă de comutatie apropiată de frecvenţa de rezonanţă a circuitului cuplat la ieşirea lor, format din sarcină şi eventual un filtru L-C ataşat [3][5][7].

2.1.1 Invertoarele rezonante cu circuit rezonant serie

În figura 2.1 se prezintă configuraţiile de tip punte şi semipunte ale unui invertor rezonant cu circuit RLC serie [5]. Datorită faptului că frecvenţa de comutaţie diferă, de

regulă, faţă de frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant LC, dată de formula lui Thomson $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$, tensiunea de ieşire u_s şi curentul de ieşire i_s sunt defazate. Datorită acestui fapt, realizarea invertoarelor se bazază pe comutatoare bidirecţionale în curent, care permit comutarea tensiunii fără a se inversa sensul curentului prin sarcină.



a) b)

Figura 2.1 Schema echivalentă a invertorului cu sarcină rezonantă serie. a) invertor rezonant în semipunte; b) invertor rezonant în punte

Principiul de funcţionare a acestor invertoare constă în aplicarea impulsurilor de tensiune dreptunghiulară asupra circuitului de ieşire, la o frecvenţă apropiată sau egală cu frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant LC.

Considerând tranzistoarele de comutaţie ca si comutatoare ideale, circuitul de sarcină poate fi descris de ecuatia:

$$u_s = u_R + u_L + u_C + = Ri_s + L\frac{di_s}{dt} + \frac{1}{C}\int idt \tag{2.1}$$

Utilizand transformata Laplace, în condiţii iniţiale zero, relaţia de mai sus devine:

$$U_s(s) = RI_s(s) + sLI_s(s) + \frac{1}{sC}I_s(s) \tag{2.2}$$

Ca urmare, funcţia de transfer a circuitului este:

$$H_s(s) = \frac{I_s(s)}{U_s(s)} = \frac{sC}{s^2LC + sRC + 1} = sC\frac{\omega_n^{\ 2}}{s^2 + 2\varsigma\omega_n s + \omega_n^{\ 2}} \quad (2.3),$$

unde:

- ω_n este pulsaţia proprie de rezonanţă a circuitului

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.4}$$

- Q reprezintă factorul de calitate a circuitului

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.5}$$

Dacă transformăm ecuaţia 2.3 în domeniul frecvenţă, aceasta devine:

$$H_s(s)\big|_{s=j\omega} = \frac{j\omega C}{1-\omega^2 LC + j\omega RC} \tag{2.6}$$

Reprezentarea în frecvenţă a modulului şi fazei funcţiei de transfer descrisa de ecuaţia 2.6 este prezentată în figura urmatoare:

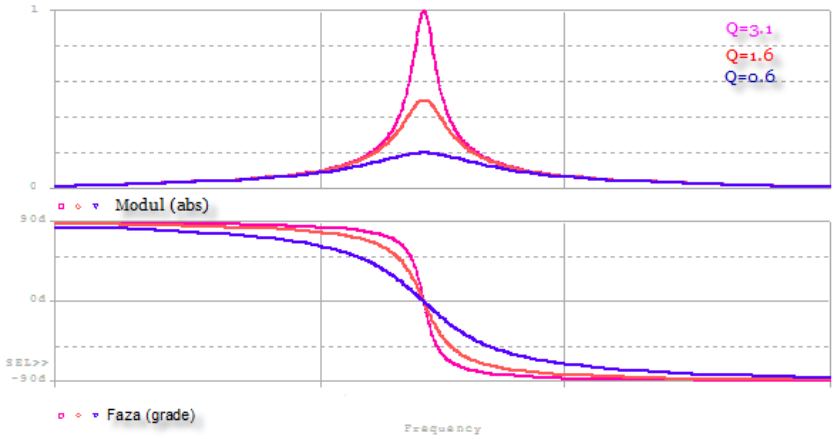


Figura 2.2 Diagrama Bode a circuitului rezonant serie pentru diferite valori ale factorului de calitate Q

La frecventa de rezonanţă, impedanţa circuitului este egala cu R, însemnând ca tensiunea aplicată circuitului şi curentul prin acesta sunt în fază. Acest lucru face ca, dacă frecvenţa de comutaţie a dispozitivelor semiconductoare este egală cu frecvenţa proprie de rezonantă, comutaţia acestora se face cu pierderi minime (soft-switching).

La frecvenţe de comutaţie diferite de frecvenţa de rezonanţă, tensiunea şi curentul prin circuit nu mai sunt in fază, ceea ce duce la apariţia pierderilor de comutaţie. La frecvenţe mai mici decât frecvenţa de rezonanţă $\frac{1}{\omega C} > \omega L$, efectul capacitiv este mai puternic decât efectul inductiv, ceea ce se numeşte comutaţie capacitivă, iar la frecvenţe mai mari, unde efectul inductiv este mai puternic, fenomenul se numeşte comutaţie inductivă.

Formele de undă ale curentului şi tensiunii pe sarcină pentru comutaţia capacitivă a invertorului rezonant cu sarcină de tip serie sunt prezentate în figura 2.3.

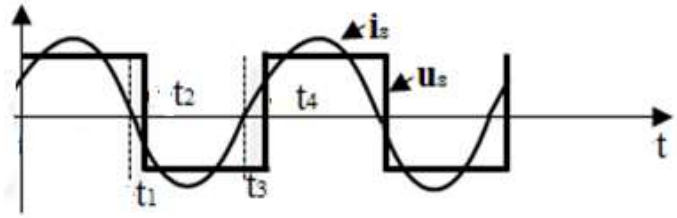


Figura 2.3 Formele de undă ale curentului şi tensiunii la bornele sarcinii

2.1.2 Invertoare rezonante cu circuit rezonant paralel

Schema de principiu a acestor invertoare rezonante cu sarcină paralel, în punte sau semipunte este prezentată în figura 2.4, iar formele de undă ale curentului şi tensiunii la bornele sarcinii sunt ilustrate în figura 2.5.

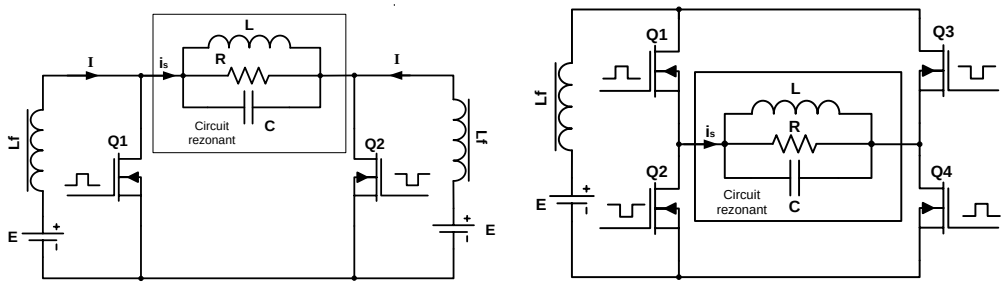


Figura 2.4 Schema echivalentă a invertorului cu sarcină rezonantă paralel. a) invertor rezonant cu sarcină paralel în semipunte; b) invertor rezonant cu sarcină paralel în punte

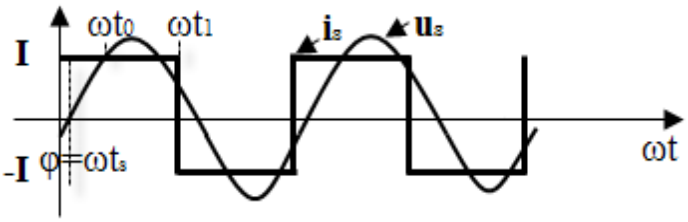


Figura 2. 5 Formele de undă ale curentului şi tensiunii la bornele sarcinii invertorului rezonant de tip paralel

2.2 Modelarea şi simularea invertoarelor rezonante

În continuarea se prezintă modelarea invertoarelor rezonante în semipunte ori punte de tranzistoare. Astfel, se propune un convertor rezonant ce urmează a fi modelat matematic pe baza relaţiilor descrise de funcţionarea acestuia. În urma modelului matematic propus, analitic sau pe baza ecuaţiilor diferenţiale, se realizează platforme Matlab de simulare a acestor invertoare. În final rezultatele obţinute pe baza expresiilor matematice deduse şi implementate în programul Matlab, sunt verificate cu ajutorul unor

simulatoare dedicate simulării circuitelor electronice sau prin validări pe baza unor platforme experimentale.

2.2.1 Modelarea invertorului rezonant în semipunte

Schema circuitului analizat este prezentată în figura 2.6. Metodologia de modelare a invertorului în semipunte este prezentată in articolele [41], [42], [36] . Pe baza acesteia, ecuaţiile matematice deduse pentru funcţionarea circuitului sunt prezentate în cele ce urmează.

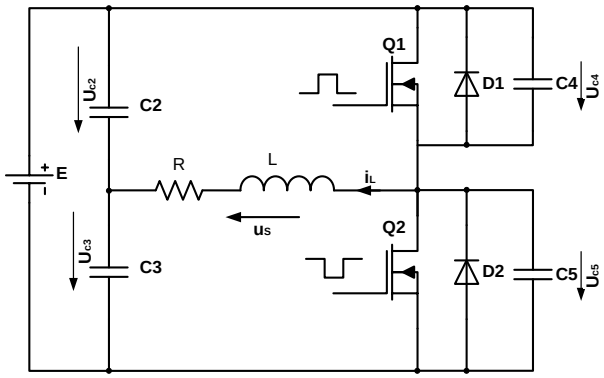


Figura 2.6 Schema invertorului rezonant în semipunte cu sarcină RL

Pentru analiza acestui circuit au fost considerate patru intervale distincte de funcţionare a invertorului, în funcţie de stările de conducţie şi blocare a celor două comutatoare. Astfel, în primul interval s-a considerat tranzistorul Q_1 în conducţie, iar tranzistorul Q_2 blocat. Ecuaţiile diferenţiale ce se pot scrie în acest interval de funcţionare precum şi schema circuitului la care se reduce invertorul sunt prezentate în tabelul 2.1. Cel de-al doilea interval de funcţionare a invertorului, începe odată cu blocarea tranzistorului Q_1.

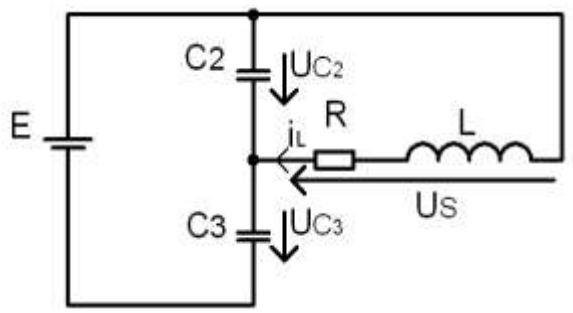
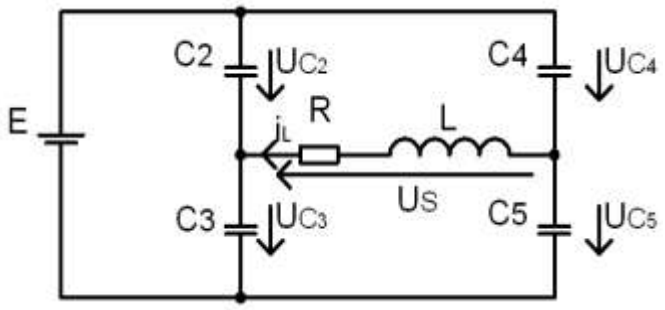
[36] Ovidiu Pop, Adrian Taut, Analysis and simulation of power inverter with load variation for induction heating applications, 33rd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2010, Warsaw, Poland, ISBN: 978-1-4244-7849-1, pp. 378 – 382

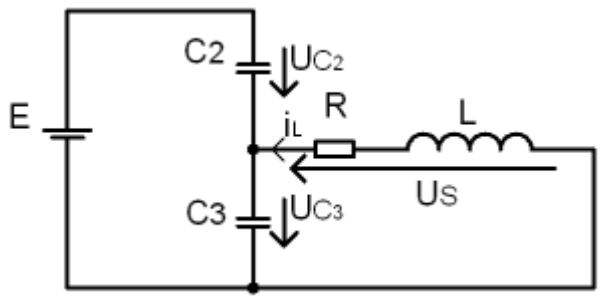
[41] Ovidiu Pop, Adrian Taut, Analysis and simulation of a half-bridge inverter , 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, ISBN: 978-1-4244-4260-7 ,

[42] Ionel H. BACIU, Adrian TAUT, Ovidiu POP, Serban LUNGU , Advanced Simulation of a Load Variation in Induction Heating Systems, 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, ISBN: 978-1-4244-4260-7

Semnale de comandă ale tranzistoarelor sunt generate în contratimp, iar pentru evitarea conducţiei simultane a acestora, între cele două semnale de comandă există un timp mort, ce ne asigură că astfel tranzistoarele sunt blocate. În acest interval tensiunea pe condensatorul C_5 este nulă, iar tensiunea de sarcină este dată de: $u_s = E - u_{c4} - u_{c3}$. Intervalul trei de funcţionare începe odată cu intrarea în conducţie a tranzistorului Q_2. Valoarea tensiunii pe sarcină este egală cu valoarea tensiunii pe condensatorul C_3 cu semn schimbat, iar tensiunea la bornele condensatorului C_4 este tensiunea de alimentare a invertorului. Intervalul patru de funcţionare este dat de blocarea tranzistorului Q_2 şi continuarea intervalului de comutaţie cu timpul mort dintre semnale, astfel încât cele două comutatoare sunt blocate în vederea evitării producerii unui scurt. Acest interval este similar cu intervalul al doilea de funcţionare, doar că, valoarea tensiunii la bornele condensatorului C_4 este nulă.

Tabel 2. 1 Ecuaţiile matematice şi schemele echivalente ale invertorului rezonant cu sarcina R-L în cele trei intervale de funcţionare

Intervalul I de funcţionare	
$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{E - u_{C3} - R \cdot i_L}{L} \\ \frac{du_{C2}}{dt} = -\frac{i_L}{C_2 + C_3} \\ \frac{du_{C3}}{dt} = -\frac{du_{C2}}{dt} \\ \frac{du_{C4}}{dt} = 0 \\ \frac{du_{C5}}{dt} = 0 \end{cases}$	
Intervalul II de funcţionare (similar cu intervalul patru)	
$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{E - u_{C3} - u_{C4} - R \cdot i_L}{L} \\ \frac{du_{C2}}{dt} = -\frac{i_L}{C_2 + C_3} \\ \frac{du_{C3}}{dt} = -\frac{du_{C2}}{dt} \\ \frac{du_{C4}}{dt} = \frac{i_L}{C_4 + C_5} \\ \frac{du_{C5}}{dt} = -\frac{du_{C4}}{dt} \end{cases}$	

Intervalul III de funcţionare	
$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{E - u_{C2} - R \cdot i_L}{L} \\ \dfrac{du_{C2}}{dt} = -\dfrac{i_L}{C_2 + C_3} \\ \dfrac{du_{C3}}{dt} = -\dfrac{du_{C2}}{dt} \\ \dfrac{du_{C4}}{dt} = 0 \\ \dfrac{du_{C5}}{dt} = 0 \end{cases}$	

Pe baza acestor ecuaţii diferenţiale deduse pentru fiecare din cele patru intervale de lucru ale invertorului şi prezentate în tabelul 2.1, s-a implementat o platformă Matlab de simulare care să permită vizualizarea formelor de undă corespunzătoare tensiunilor pe cele patru condensatoare, precum şi a curentului prin bobină circuitului de sarcină.

Platforma Matlab permite vizualizarea formelor de undă atât în regim permanent cât şi în regim tranzitoriu, dispunând de o interfaţă grafică cu ajutorul căreia se pot modifica parametrii circuitului. Rezultatele obţinute în urma simulării Matlab a invertorului sunt prezentate în figurile ce urmează, pornind de la următoarele valori ale elementelor circuitului, valori prelevate de la un sistem funcţional: tensiunea de alimentare E=310V, $C_2 = C_3 = 680$nF, $C_4 = C_5 = 22$nF, R = 3Ohm, L = 39,5uH, perioada de conducţie a unui tranzistor T_c = 18us, timpul mort între cele două semnale de comandă dt = 2us. Astfel, perioada de comutaţie a tranzistoarelor este $T_C = 2 \cdot (T_c + dt)$, iar perioada de rezonanţă este: $T_r = \dfrac{2 \cdot \pi}{\omega_r} = \dfrac{2 \cdot \pi}{\sqrt{\dfrac{1}{L \cdot (C_2 + C_3)}}}$.

În lucrarea [41], *Analysis and simulation of a half-bridge inverter,* se prezintă rezultatele obţinute la simularea Matlab a modelului invertorului în semipunte, rezultate ce sunt comparate cu cele obţinute prin simulări Pspice şi Simulink.

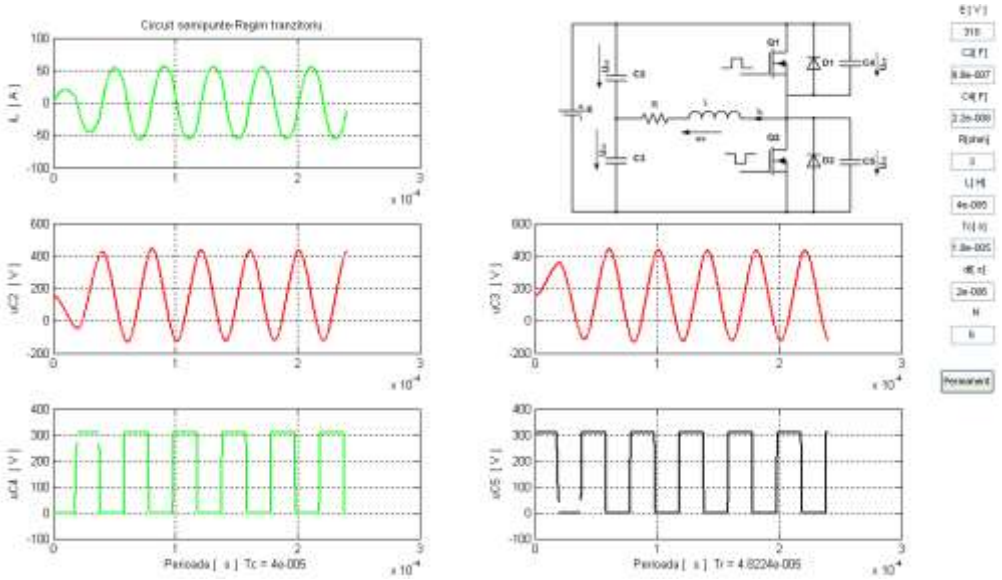


Figura 2. 7 Formele de undă obţinute în urma simulării Matlab a invertorului în regim tranzitoriu

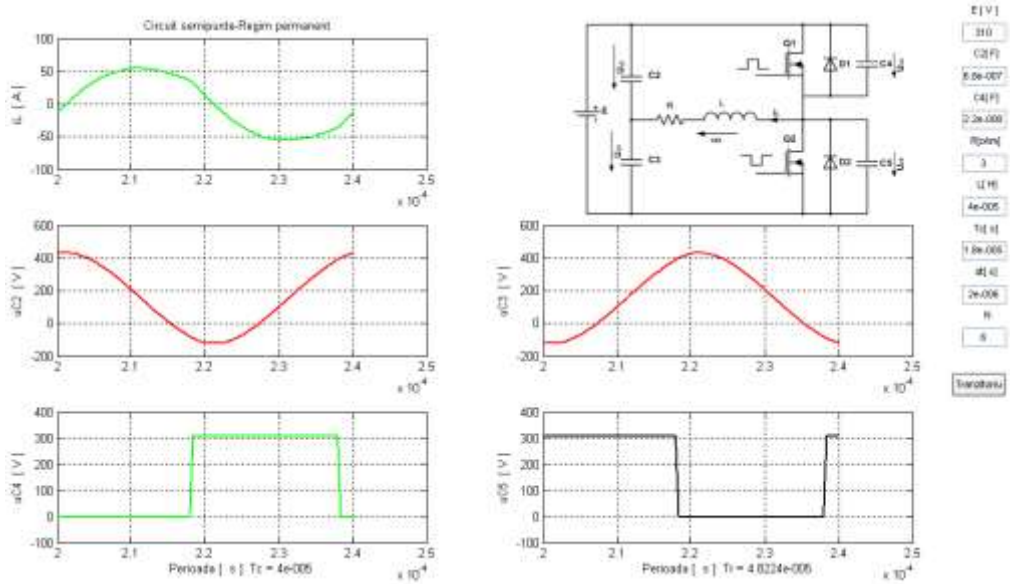


Figura 2.8 Formele de undă obţinute în urma simulării Matlab a invertorului în regim permanent

În figurile 2.7 şi 2.8 sunt prezentate rezultatele obţinute în urma simulării invertorului rezonant în semipunte atât în regim de funcţionare tranzitoriu cât şi permanent. Platforma Matlab implementată returnează formele de undă caracteristice mărimilor de interes cum ar fi: curentul prin bobină, tensiunea pe condensatoarele C_2 şi C_3 şi tensiunea comutată de fiecare tranzistor prin reprezentarea tensiunilor pe condensatoarele C_4 şi C_5. Putem spune astfel că această platformă poate fi utilizată înaintea proiectării unui astfel de invertor. Returnarea formelor de undă, precum şi

controlul parametrilor circuitului din interfaţa grafică, reprezintă un tool folositor în vederea simulării şi proiectării invertoarelor rezonante în semipunte.

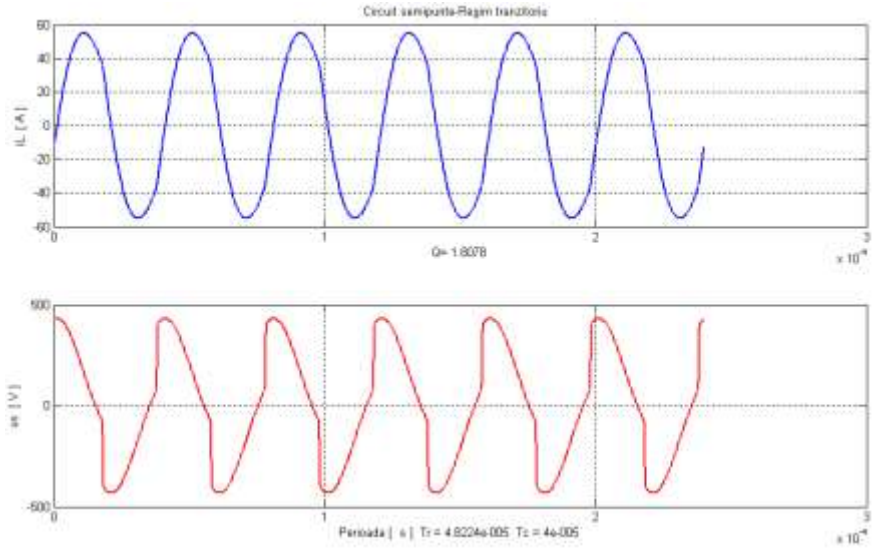


Figura 2. 9 Formele de undă ale curentului şi tensiunii pe sarcină în regim tranzitoriu

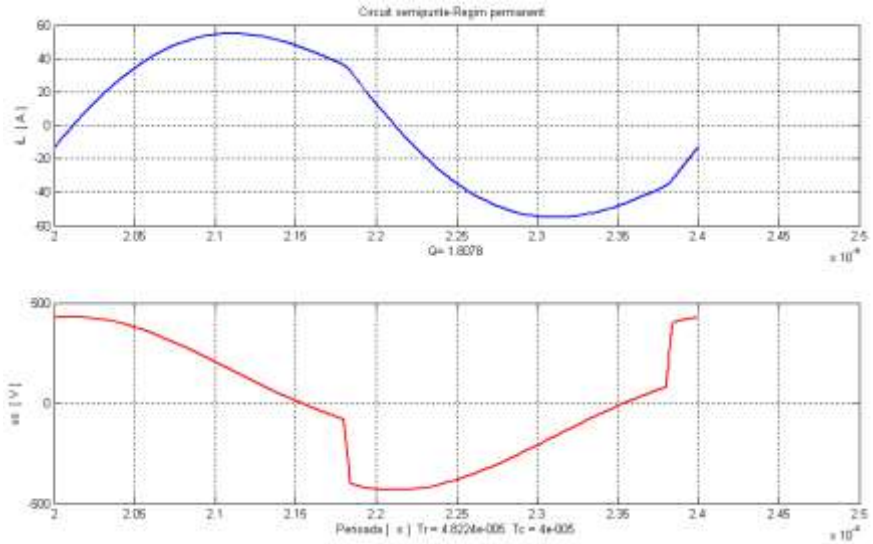


Figura 2.10 Formele de undă ale curentului şi tensiunii pe sarcină în regim permanent

Figurile 2.9 şi 2.10 prezintă formele de undă ale tensiunii şi curentului prin bobina *L* a invertorului rezonant atât în regim tranzitoriu cât şi în regim permanent de funcţionare. Pentru a evidenţia aceste forme de undă, platforma le returnează într-o figură separată. Pentru a valida rezultatele obţinute în urma simulării invertorului cu platforma Matlab implementată, s-a trecut la o simulare a acestui circuit cu ajutorul simulatoarelor specializate Orcad Pspice şi Simulink. Condiţiile de simulare şi valorile componentelor au fost considerate aceleaşi ca şi în simularea cu platforma Matlab.

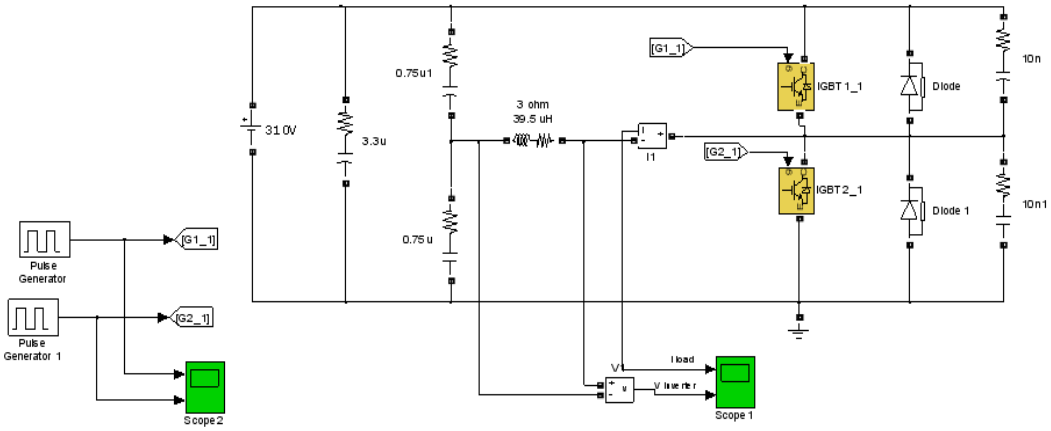


Figura 2.11 Schema de simulare a invertorului în programul Simulink

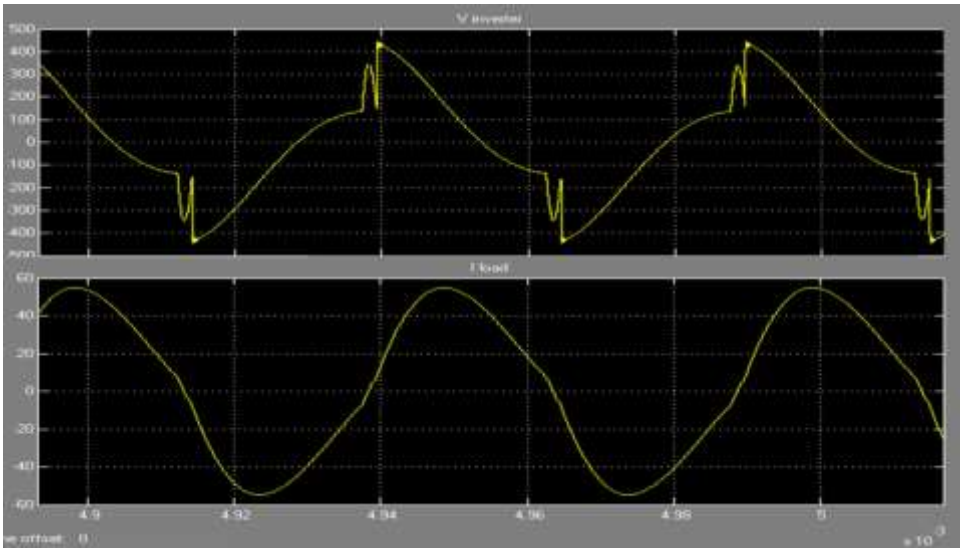


Figura 2.12 Formele de undă ale curentului (jos) şi tensiunii (sus) pe sarcină obţinute în urma unei simulări Simulink a invertorului

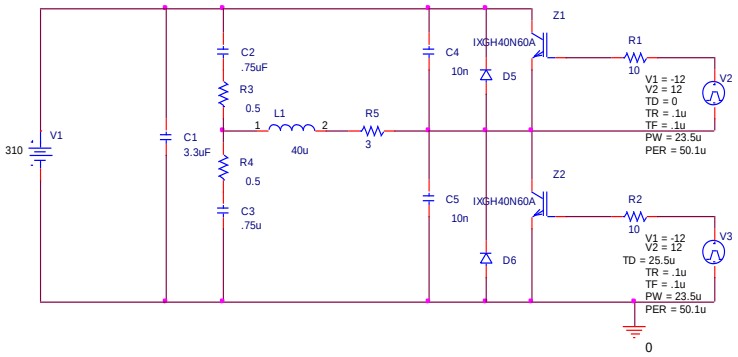


Figura 2.13 Schema de simulare a invertorului în Orcad Pspice

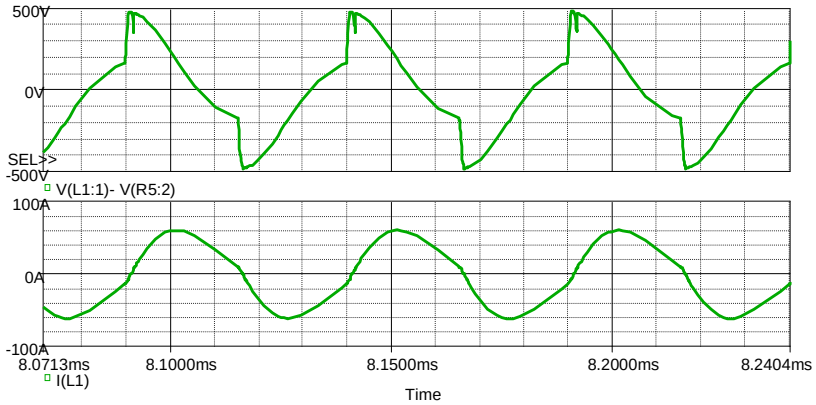


Figura 2.14 Formele de undă ale tensiunii (sus) şi ale curentului (jos) pe sarcină obţinute în urma unei simulări PSpice asupra invertorului

Comparând rezultatele obţinute prin cele trei metode putem spune că rezultatele obţinute în urma simulării cu platforma Matlab implementată sunt relevante în raport cu celelalte simulatoare fiind într-o marjă de toleranţă acceptată de pâna la 5%. Din punct de vedere al avantajelor pe care o astfel de platformă le oferă putem aminti rapiditatea simulării circuitului şi faptul că odată ce ecuaţiile au fost implementate, interfaţa grafică permite utilizatorului să introducă valori noi pentru componentele circuitului cu care se doreşte a fi rulată o altă simulare permiţând vizualizarea formelor de undă atât în regim tranzitoriu cât şi în regim permanent.

Matlab	Pspice	Simulink
i_{Lmax} = 57 [A]	i_{Lmax} = 60 [A]	i_{Lmax} = 56 [A]
u_{Smax} = 462 [V]	u_{Smax} = 490 [V]	u_{Smax} = 455 [V]

Rezultatele prezentate mai sus au fost valorificate prin publicarea urmatoarelor lucrari stiinţifice: [32] ,[41], [42], [36].

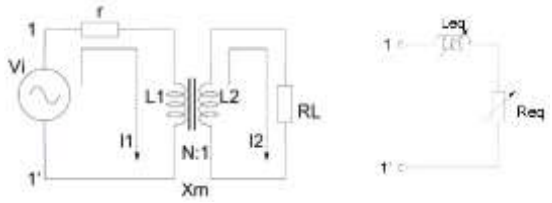
[32] Adrian Taut, Ovidiu Pop, A Matlab tool for simulations of power resonant converters, IEEE 18th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2012 , Alba Iulia, Romania, pag.295-298, ISBN: 978-1-4673-4757-0

[36] Ovidiu Pop, Adrian Taut, Analysis and simulation of power inverter with load variation for induction heating applications, 33rd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2010, Warsaw, Poland, ISBN: 978-1-4244-7849-1, pp. 378 – 382

[41] Ovidiu Pop, Adrian Taut, Analysis and simulation of a half-bridge inverter , 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, ISBN: 978-1-4244-4260-7 ,

[42] Ionel H. BACIU, Adrian TAUT, Ovidiu POP, Serban LUNGU , Advanced Simulation of a Load Variation in Induction Heating Systems, 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, ISBN: 978-1-4244-4260-7

În cazul în care invertorul rezonant este utilizat în sistemele de încalzire prin inducţie, între inductanţa de sarcină şi obiectul suspus încălzirii se formeaza un circuit magnetic cuplat, al cărui parametri depind de tipul sarcinii, distanţa dintre inductanţa de ieşire şi obiect, etc.



Conform lucrărilor [36] şi [42], considerând sarcina invertorului ca fiind variabilă pe durata funcţionării acestuia, este necesar a se implementa un algoritm care să reuşească menţinerea transferului maxim de putere între ieşirea invertorului şi sarcina variabilă în timp.

Astfel pornind de la platforma Matlab implementată şi prezentată anterior s-a realizat o simulare a acestor invertoare rezonante în buclă închisă. În cadrul acestei platforme de simulare, s-a implementat un algoritm care, în eventualitatea modificării parametrilor circuitului rezonant, să modifice frecvenţa de comutaţie în concordanţă cu modificarea frecvenţei proprii de rezonaţă a circuitului. Rezultatele obţinute în urma simulării circuitului fără şi cu algoritmul de reglaj al frecvenţei de comutaţie sunt prezentate în figurile următoare.

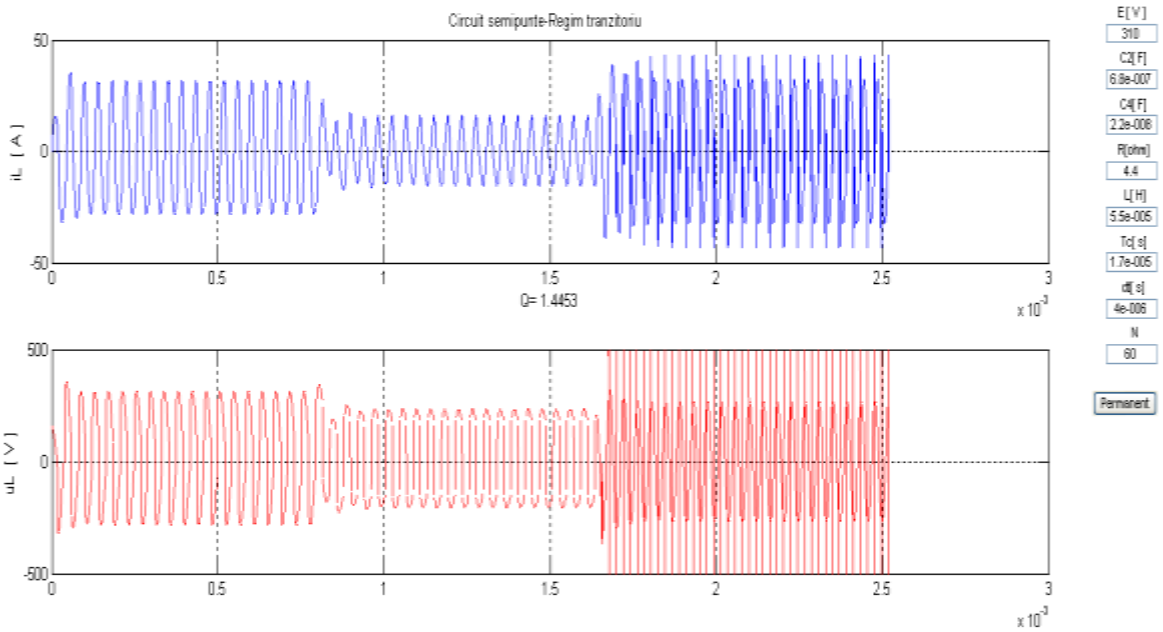


Figura 2.15 Simularea invertorului rezonant cu sarcină variabilă si frecvenţă fixă a semnalului PWM de comandă. (sus curentul prin sarcină, jos tensiunea pe sarcină)

Figura 2.15. prezintă rezultatele obţinute în urma simulării invertorului rezonant în semipunte cu sarcină variabilă şi menţinerea constantă a frecvenţei de comutaţie a tranzistoarelor de putere. Aşa cum se observă şi în figura de mai sus, unde sunt ilustrate formele de undă ale curentului respectiv tensiunii pe bobină, la variaţia sarcinii valoarea curentului şi a tensiunii scade, ceea ce denotă o puterea transmisă dinspre invertor înspre sarcină de asemenea variabilă. În cele mai multe cazuri de utilizare a unui astfel de invertor rezonant care prezintă o sarcină cu caracter variabil în momentul funcţionării, astfel de diferenţe mari de putere nu sunt acceptate şi duc la un randament scăzut a invertorului rezonant.

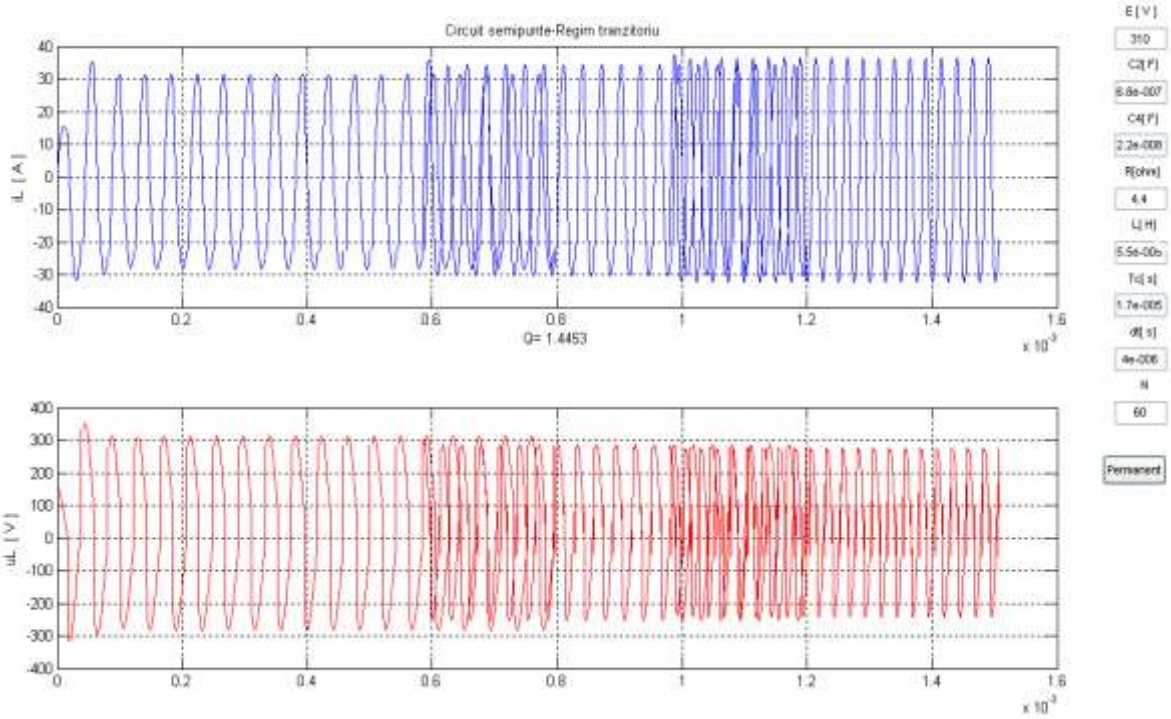


Figura 2.16 Simularea invertorului rezonant cu sarcină variabilă si frecvenţă ajustabilă (în funcţie de frecvenţa de rezonanţă a sarcinii) a semnalului PWM de comandă. (sus curentul prin sarcină, jos tensiunea pe sarcină)

Figura 2.16 prezintă formele de undă ale curentului şi respectiv tensiunii pe bobina L a invertorului rezonant, atunci când se utilizează un regulator care să ajusteze frecvenţa semnalelor PWM de comandă în funcţie de frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant LC. Aşa cum se observă şi în figură, valorile curentului şi tensiunii pe bobina L sunt menţinute în jurul aceleaşi valori indiferent de variaţiile bobinei, ceea ce duce la asigurarea unei puteri constante furnizate sarcinii. O astfel de platformă de simulare ajută în proiectarea unor invertoare rezonante şi din punct de vedere a comenzii tranzistoarelor

de putere, astfel încât să se obţină transferul maxim de putere dinspre invertorul rezonant înspre sarcină [36][32][41] [42].

2.2.2 Modelarea invertorului rezonant în punte

Schema de principiu a invertorului rezonant în punte este prezentată în figura 2.17. Întreaga schemă a circuitului se poate reduce la schema prezentată în figura 2.18, în care cele patru comutatoare sunt substituite de un singur comutator poziţionat între sursele +E şi –E.

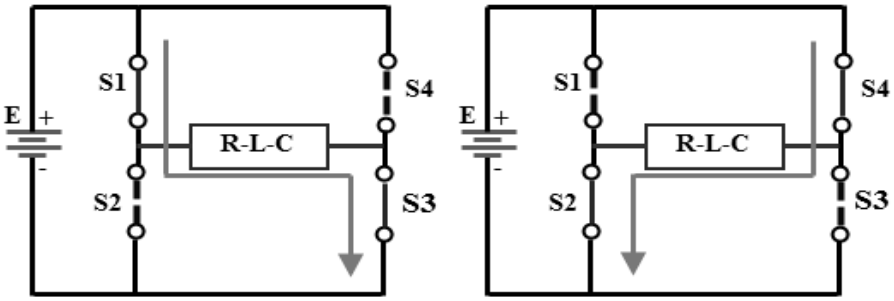


Figura 2.17 Schema de principiu a invertorului rezonant în punte

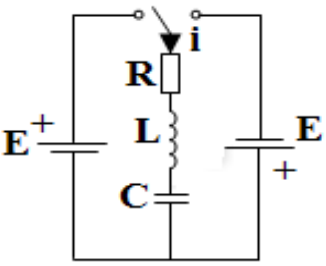


Figura 2.18 Schema echivalentă a circuitului

Pe baza metodologiei de analiza a circuitelor RLC descrisă în lucrările [54], [61], dacă considerăm comutatorul închis spre pozitia sursei +E, atunci tensiunea şi curentul prin sarcină o putem scrie ca:

$$\begin{cases} E = R \cdot i + L \cdot \dfrac{di}{dt} + u_c \\ i = C \cdot \dfrac{du_c}{dt} \end{cases} \tag{2.7}$$

$$\begin{cases} \dfrac{di}{dt} = \dfrac{E - Ri - uc}{L} \\ \dfrac{du_c}{dt} = \dfrac{i}{C} \end{cases} \tag{2.8}$$

Derivând cea de-a doua ecuaţie din (2.8) se obţine:

$$\frac{du_c^{\,2}}{dt}=\frac{1}{C}\cdot\frac{E-R\cdot i-u_c}{L}=\frac{1}{C}\cdot\left(\frac{E}{L}-\frac{R}{L}\cdot C\cdot\frac{du_c}{dt}-\frac{u_c}{L}\right)=\frac{E}{L\cdot C}-\frac{R}{L}\cdot\frac{du_c}{dt}-\frac{u_c}{L\cdot C} \tag{2.9}$$

Înmulţind cu LC ecuaţia (2.9) obţinem o ecuaţie diferenţială de ordinul 2 de forma:

$$L\cdot C\cdot\frac{du_c^{\,2}}{dt}+R\cdot C\cdot\frac{du_c}{dt}+u_c=E \tag{2.10}$$

În mod analog se determină ecuaţia matematică pentru curent şi este dată de relaţia (2.11).

$$L\cdot C\cdot\frac{di_L^{\,2}}{dt}+R\cdot C\cdot\frac{di_L}{dt}+i=0 \tag{2.11}$$

Înlocuind în relaţia (2.11) $\frac{di_L}{dt}=p$ pentru simplitatea calculelor, putem rescrie ecuaţia ca fiind:

$$L\cdot C\cdot p^2+R\cdot C\cdot p+1=0 \tag{2.12}$$

Factorul de calitate al circuitului Q este dat de relaţia $Q=\frac{1}{R}\cdot\sqrt{\frac{L}{C}}$, pulsaţia de rezonanţă ω_r este dată de relaţia $\omega_r=\sqrt{\frac{1}{LC}}$, iar constanta de amortizare a circuitului este: $a=\frac{R}{2L}$.

Relaţiile între aceste valori se pot exprima ca fiind:

$$\begin{cases} Q\cdot\omega_r=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}\cdot\sqrt{\frac{1}{LC}}=\frac{1}{RC} \\ \frac{Q}{\omega_r}=\frac{\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}}{\sqrt{\frac{1}{LC}}}=\frac{L}{R} \end{cases} \tag{2.13}$$

Astfel putem rescrie relaţia (1.12) ca fiind:

$$p^2+\frac{\omega_r}{Q}p+\omega_r^{\,2}=0 \quad \Big|\cdot Q \tag{2.14}$$

$$Q\cdot p^2+\omega_r\cdot p+Q\cdot\omega_r^{\,2}=0 \tag{2.15}$$

$$p_{1,2}=\frac{-\omega_r\pm\sqrt{\omega_r^{\,2}(1-4Q^2)}}{2Q} \tag{2.16}$$

Privind forma soluţiilor ecuaţiei (2.14), se poate purta o discuţie în funcţie de factorul de calitate al circuitului Q.

Astfel dacă $Q = \frac{1}{2}$, soluţiile ecuaţiei devin de forma (cazul I):

$$\begin{cases} p_{1,2} = \dfrac{-\omega_r \pm \sqrt{\omega_r^{\,2} \cdot \left(1 - 4 \cdot \frac{1}{4}\right)}}{2 \cdot \frac{1}{2}} \\ p_1 = p_2 = -\omega_r \end{cases} \tag{2.17}$$

Dacă $Q > \frac{1}{2}$, soluţiile ecuaţiei se pot scrie sub forma (cazul II):

$$\begin{cases} p_1 = \dfrac{\omega_r \cdot \left(-1 + j\sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}\right)}{2 \cdot Q} \\ p_2 = \dfrac{\omega_r \cdot \left(-1 - j\sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}\right)}{2 \cdot Q} \end{cases} \tag{2.18}$$

Dacă $Q < \frac{1}{2}$, soluţiile ecuaţiei devin (cazul III):

$$\begin{cases} p_1 = \dfrac{\omega_r \cdot \left(-1 + \sqrt{1 - 4 \cdot Q^2}\right)}{2 \cdot Q} \\ p_2 = \dfrac{\omega_r \cdot \left(-1 - \sqrt{1 - 4 \cdot Q^2}\right)}{2 \cdot Q} \end{cases} \tag{2.19}$$

Pentru cel de-al treilea caz forma generală a ecuaţiilor tensiunii şi curentului prin sarcină se poate exprima ca fiind:

$$\begin{cases} u(t) = E + A_u \cdot \exp^{p_1 t} + B_u \cdot \exp^{p_2 t} \\ i(i) = A_i \cdot \exp^{p_1 t} + B_i \cdot \exp^{p_2 t} \end{cases} \tag{2.20}$$

, iar derivatele acestor ecuaţii sunt de forma:

$$\begin{cases} \dfrac{du}{dt} = p_1 \cdot A_u \cdot \exp^{p_1 t} + p_2 \cdot B_u \cdot \exp^{p_2 t} \\ \dfrac{di}{dt} = p_1 \cdot A_i \cdot \exp^{p_1 t} + p_2 \cdot B_i \cdot \exp^{p_2 t} \end{cases} \tag{2.21}$$

La momentul iniţial t =0 valoarea tensiunii şi a curentului este dată de:

$$\begin{cases} u(0) = E + A_u + B_u \\ i(0) = A_i + B_i \end{cases} \tag{2.22}$$

, iar derivatele lor au forma:

$$\begin{cases} \dfrac{du}{dt} = p_1 \cdot A_u + p_2 \cdot B_u = D_u \\ \dfrac{di}{dt} = p_1 \cdot A_i + p_2 \cdot B_i = D_i \end{cases} \tag{2.23}$$

Coeficienţii Au, Bu pentru tensiune şi Ai, Bi pentru curent din relaţiile (2.22) şi (2.23) se pot determină astfel:

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ p_1 & p_2 \end{vmatrix} = p_2 - p_1 \tag{2.24}$$

$$\Delta_{Au} = \begin{vmatrix} u-E & 1 \\ D_u & p_2 \end{vmatrix} = p_2 \cdot (u-E) - D_u \tag{2.25}$$

$$\Delta_{Bu} = \begin{vmatrix} 1 & u-E \\ p_1 & D_u \end{vmatrix} = D_u - p_1 \cdot (u-E) \tag{2.26}$$

$$\Delta_{Ai} = \begin{vmatrix} i & 1 \\ D_i & p_2 \end{vmatrix} = p_2 \cdot i - D_i \tag{2.27}$$

$$\Delta_{Bi} = \begin{vmatrix} 1 & i \\ p_1 & D_i \end{vmatrix} = D_i - p_1 \cdot i \tag{2.28}$$

Stiind că: $D_u = \dfrac{I_0}{C}$ şi $D_i = \dfrac{E - R \cdot I_0 - U_0}{L}$, derivatele tensiunii pe condensator şi a curentului prin bobină, coeficienţii Au, Bu, Ai, Bi se exprima ca fiind:

$$\begin{cases} A_u = \dfrac{p_2 \cdot (U_0 - E) - D_u}{p_2 - p_1} \quad , \quad B_u = \dfrac{D_u - p_1 \cdot (U_0 - E)}{p_2 - p_1} \\ A_i = \dfrac{p_2 \cdot I_0 - D_i}{p_2 - p_1} \quad , \quad B_i = \dfrac{D_i - p_1 \cdot I_0}{p_2 - p_1} \end{cases} \tag{2.29}$$

Notând cu $e_1 = \exp^{p_1 t}$ şi $e_2 = \exp^{p_2 t}$ putem scrie tensiunea şi curentul ca fiind:

$$\begin{cases} u = E + \left(\dfrac{p_2 \cdot (U_0 - E) - D_u}{p_2 - p_1} \right) \cdot e_1 + \left(\dfrac{D_u - p_1 \cdot (U_0 - E)}{p_2 - p_1} \right) \cdot e_2 \\ i = \left(\dfrac{p_2 \cdot I_0 - D_i}{p_2 - p_1} \right) \cdot e_1 + \left(\dfrac{D_i - p_1 \cdot I_0}{p_2 - p_1} \right) \cdot e_2 \end{cases} \tag{2.30}$$

Notăm $p_2 - p_1 = d$ rezultă:

$$\begin{cases} u = E + \dfrac{p_2 \cdot e_1 \cdot (U_0 - E) - D_u \cdot e_1}{d} + \dfrac{D_u \cdot e_2 - p_1 \cdot e_2 \cdot (U_0 - E)}{d} \\ i = \dfrac{p_2 \cdot e_1 \cdot I_0 - D_i \cdot e_1}{d} + \dfrac{D_i \cdot e_2 - p_1 \cdot e_2 \cdot I_0}{d} \end{cases} \tag{2.31}$$

$$\begin{cases} u = E + (U_0 - E) \cdot \dfrac{p_2 \cdot e_1 - p_1 \cdot e_2}{d} + D_u \cdot \dfrac{e_2 - e_1}{d} \\ i = I_0 \cdot \dfrac{p_2 \cdot e_1 - p_1 \cdot e_2}{d} + D_i \cdot \dfrac{e_2 - e_1}{d} \end{cases} \tag{2.32}$$

Dacă notăm cu $x = \dfrac{p_2 \cdot e_1 - p_1 \cdot e_2}{d}$ şi cu $y = \dfrac{e_2 - e_1}{d}$ forma matematică a tensiunii şi a curentului se reduce la:

$$\begin{cases} u = E + (U_0 - E) \cdot x + D_u \cdot y \\ i = I_0 \cdot x + D_i \cdot y \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u = E + (U_0 - E) \cdot x + \dfrac{I_0}{C} \cdot y \\ i = I_0 \cdot x + \dfrac{E - R \cdot I_0 - U_0}{L} \cdot y \end{cases} \tag{2.33}$$

$$\begin{cases} u = E + (U_0 - E) \cdot x + R \cdot I_0 \dfrac{1}{R \cdot C} \cdot y \\ i = I_0 \cdot x + \dfrac{E}{R} \cdot \dfrac{R}{L} \left(1 - \dfrac{R \cdot I_0}{E} - \dfrac{U_0}{E} \right) \cdot y \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u = E + (U_0 - E) \cdot x + R \cdot I_0 \cdot Q \cdot \omega_r \cdot y \\ i = I_0 \cdot x + \dfrac{E}{R} \cdot \dfrac{\omega_r}{Q} \left(1 - \dfrac{R \cdot I_0}{E} - \dfrac{U_0}{E} \right) y \end{cases} \tag{2.34}$$

Astfel, putem rescrie într-un mod mai elegant forma matematică a curentului şi tensiunii pe sarcina R-L-C ca fiind:

$$\begin{cases} u = E + (U_0 - E) \cdot x + R \cdot I_0 \cdot Q \cdot \omega_r \cdot y \\ i = \dfrac{E}{R} \cdot \dfrac{\omega_r}{Q} \cdot y - I_0 \cdot \dfrac{\omega_r}{Q} \cdot y - \dfrac{U_0}{R} \cdot \dfrac{\omega_r}{Q} \cdot y + I_0 \cdot x \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u = E + (U_0 - E) \cdot x + R \cdot I_0 \cdot Q \cdot \omega_r \cdot y \\ i = \dfrac{\omega_r}{Q} \cdot y \cdot \dfrac{E - U_0}{R} + I_0 \cdot \left(x - \dfrac{\omega_r}{Q} \cdot y \right) \end{cases} \tag{2.35}$$

Cum la momentul iniţial t=0, U_0=0 şi I_0=0 iar în regim staţionar valoarea tensiunii şi a curentului la sfârşitul unei perioade trebuie sa coincidă cu valoarea acestora la începutul perioadei următoare, se poate exprima valoarea tensiunii si a curentului în următorul moment de timp ca:

$$\begin{cases} u_1 = E \cdot (1 + x) \\ i_1 = \dfrac{E}{R} \cdot \left(\dfrac{\omega_r}{Q} \right) \cdot y \end{cases} \tag{2.36}$$

Pentru cazul II atunci când $Q > \dfrac{1}{2}$, datorită soluţiilor complexe ale ecuaţiilor diferenţiale de ordinul doi, forma generală a ecuaţiilor matematice ce se pot scrie pentru tensiunea şi curentul pe sarcina R-L-C a invertorului sunt date de relaţia:

$$\begin{cases} u = E + (A_u \cdot \cos(\omega \cdot t) + B_u \cdot \sin(\omega \cdot t)) \exp^{-at} \\ i = (A_i \cdot \cos(\omega \cdot t) + B_i \cdot \sin(\omega \cdot t)) \exp^{-at} \end{cases} \tag{2.37}$$

Dacă derivăm ecuaţia tensiunii din relaţia (2.37) se obţine:

$$\frac{du}{dt} = \exp^{-at}(-A_u \cdot \omega \cdot \sin(\omega \cdot t) + B_u \cdot \cos(\omega \cdot t)) - a \cdot \exp^{-at}(A_u \cdot \cos(\omega \cdot t) + B_u \cdot \sin(\omega \cdot t)) \tag{2.38}$$

$$\frac{du}{dt} = \exp^{-at}[(\omega \cdot B_u - a \cdot A_u)\cos(\omega \cdot t) - (a \cdot B_u + \omega \cdot A_u)\sin(\omega \cdot t)] \tag{2.39}$$

La momentul iniţial t=0 tensiunea pe sarcină se poate exprima ca fiind:

$$\begin{cases} U_0 = E + A_u \Rightarrow A_u = U_0 - E \\ D_u = \omega \cdot B_u - a \cdot A_u \Rightarrow B_u = \dfrac{D_u + a \cdot A_u}{\omega}, \quad D_u = \dfrac{i}{C} \end{cases} \tag{2.40}$$

Valoarea curentului prin sarcină poate fi scrisă sub forma:

$$\begin{cases} i = C \cdot \dfrac{du}{dt} = C \cdot \exp^{-at}[(\omega \cdot B_u - a \cdot A_u)\cos(\omega \cdot t) - (a \cdot B_u + \omega A_u)\sin(\omega \cdot t)] \\ A_i = (\omega \cdot B_u - a \cdot A_u) \cdot C = C \cdot D_u \Rightarrow A_i = I_0 \end{cases} \tag{2.41}$$

Coeficientul *Bi* se poate exprima ca fiind:

$$\begin{cases} B_i = -C \cdot (a \cdot B_u + \omega \cdot A_u) = -a \cdot C \cdot \dfrac{D_u + a \cdot A_u}{\omega} - \omega \cdot C \cdot A_u \\ B_i = -C \dfrac{a \cdot D_u + a^2 \cdot A_u + \omega^2 \cdot Au}{\omega} \Rightarrow B_i = -\dfrac{1}{\omega} \cdot \left(\dfrac{R \cdot I_0 + 2 \cdot U_0 - 2 \cdot E}{2 \cdot L} \right) \\ B_i = \dfrac{D_i + a \cdot A_i}{\omega}, \quad D_i = \dfrac{U_0 - E + R \cdot I_0}{L} \end{cases} \tag{2.42}$$

Dacă factorul de calitate al circuitului este $Q = \frac{1}{2}$, soluţiile ecuaţiilor diferenţiale de ordinul doi sunt reale şi egale, de unde rezultă forma generală a ecuaţiilor tensiunii şi curentului pe sarcina R-L-C de forma:

$$\begin{cases} u = E + (A_u + B_u \cdot t)\exp^{-p \cdot t} \\ i = (A_i + B_i \cdot t)\exp^{-p \cdot t} \end{cases}, \quad p = -\omega_r \tag{2.43}$$

, cu coeficienţii A_u, B_u, A_i, B_i descrişi de relaţia:

$$\begin{cases} A_u = U_0 - E \\ A_i = I_0 \\ B_u = D_u + a \cdot A_u, \quad D_u = \dfrac{i}{C} \\ B_i = D_i + a \cdot A_i, \quad D_i = \dfrac{E - U_0 - R \cdot I_0}{L} \end{cases} \tag{2.44}$$

Astfel în funcţie de factorul de calitate al circuitului rezonant R-L-C tensiunea şi curentul la bornele sarcinii se pot exprima ca:

$$Q<0,5 \Rightarrow \begin{cases} u = E + A_u \cdot e_1 + B_u \cdot e_2 \\ i = A_i \cdot e_1 + B_i \cdot e_2 \end{cases}, \quad \begin{cases} e_1 = \exp\left(\pi \cdot \frac{T_c}{T_r} \cdot \frac{p_1}{\omega_r}\right), \quad p_1 = \omega_r \frac{-1+\sqrt{1-4Q^2}}{2 \cdot Q} \\ e_2 = \exp\left(\pi \cdot \frac{T_c}{T_r} \cdot \frac{p_2}{\omega_r}\right), \quad p_2 = \omega_r \frac{-1-\sqrt{1-4Q^2}}{2 \cdot Q} \end{cases} \tag{2.45}$$

$$Q=0,5 \Rightarrow \begin{cases} u = E + \left(A_u + B_u \cdot t\right) e \\ i = \left(A_i + B_i \cdot t\right) e \end{cases}, \quad e = \exp\left(-\pi \cdot \frac{T_c}{T_r}\right), \quad p_1 = p_2 = -\omega_r \tag{2.46}$$

$$Q>0,5 \Rightarrow \begin{cases} u = E + \left(A_u \cdot c \cdot \omega + B_u \cdot s \cdot \omega\right) \cdot e \\ i = \left(A_u \cdot c \cdot \omega + B_u \cdot s \cdot \omega\right) \cdot e \end{cases}, \quad \begin{cases} c = \cos\left(\pi \cdot \frac{T_c}{T_r} \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot Q^2 - 2}}{2 \cdot Q}\right) \\ s = \sin\left(\pi \cdot \frac{T_c}{T_r} \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot Q^2 - 2}}{2 \cdot Q}\right) \\ e = \exp\left(\frac{-\pi \cdot \frac{T_c}{T_r}}{2 \cdot Q}\right) \end{cases} \tag{2.47}$$

Sistemele de ecuaţii determinate anterior stau la baza implementării unor platforme Matlab de simulare a invertoarelor rezonante în punte. Aceste platforme Matlab sunt realizate astfel încât să returneze formele de undă caracteristice ale invertorului rezonant cu sarcină R-L-C serie, atât în regim tranzitoriu de funcţionare, cât şi în regim permanent şi să permită simularea invertorului cu comandă sincronă, cât şi cu comandă asincronă. Pentru exprimarea puterii transmise dinspre invertor înspre sarcină, pentru un regim tranzitoriu de funcţionare, sau pentru un invertor rezonant comandat asincron, puterea se poate exprima ca fiind valoarea medie a produsului dintre tensiunea şi curentul exprimate cu ajutorul relaţiilor prezentate anterior. Astfel, rezultatele obţinute în urma simulării Matlab a invertorului rezonant în punte cu sarcină R-L-C serie, sunt prezentate în figurile următoare. Comanda sincronă a acestor invertoare are la bază sincronizarea semnalelor de comandă a comutatoarelor de putere cu trecerile prin zero ale curentului de sarcină. Din acest motiv puterea disipată pe tranzistoarele de comutaţie este aproape nulă. Pentru a exemplifica funcţionarea invertorului simulat cu ajutorul platformei Matlab implementată pe baza ecuaţiilor prezentate anterior, s-au ales două seturi de valori prezentate în tabelul 2.2, astfel încât valoarea factorului de calitate a circuitului rezonant, să fie supraunitară şi subunitară.

Tabel 2. 2 Seturile de valori de simulare ale invertorului rezonant în punte cu comandă sincronă

Date de intrare pentru setul I de valori	Date de intrare pentru setul II de valori
Tensiunea de alimentare E = 25 [V]	Tensiunea de alimentare E = 25 [V]
Bobina circuitului rezonant L = 400 [uH]	Bobina circuitului rezonant L = 40 [uH]
Condensatorul circuitului rezonant C = 1 [uF]	Condensatorul circuitului rezonant C = 10 [uF]
Rezistenţa circuitului rezonant R = 3 [Ohm]	Rezistenţa circuitului rezonant R = 3 [Ohm]

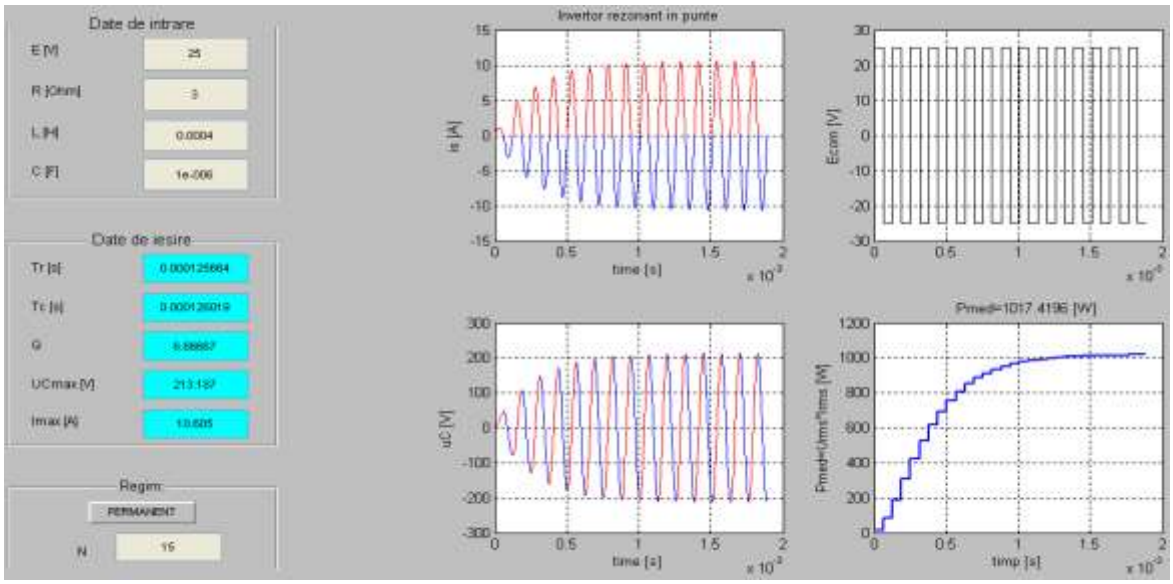


Figura 2.19 Rezultatele simulării invertorului rezonant în punte cu sarcină R-L-C pentru setul I de valori în regim tranzitoriu de funcţionare

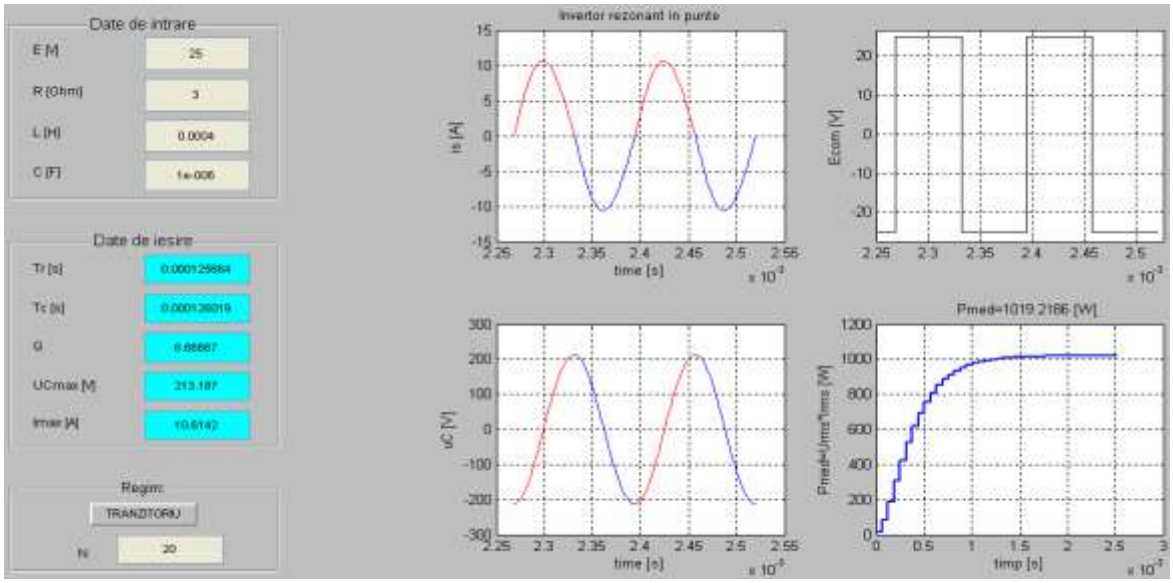


Figura 2. 10 Rezultatele simulării invertorului rezonant în punte cu sarcină R-L-C pentru setul I de valori în regim permanent de funcţionare

Figurile 2.19 şi 2.20 prezintă simulările Matlab asupra invertorului rezonant cu sarcină R-L-C serie, comandat sincron cu trecerile curentului prin zero. Aşa cum se

poate observa şi în figurile anterioare platforma Matlab returnează formele de undă caracteristice invertorului: curentul de sarcină, tensiunea pe condensator, forma semnalului de comandă precum şi forma puterii medii furnizată sarcinii, exprimată ca produsul dintre valoarea RMS (root mean square) a curentului şi valoare RMS a tensiunii pe fiecare perioadă.. De asemenea, platforma calculează perioada de rezonanţă a circuitului L-C, perioada de comutaţie, factorul de calitate şi returnează valorile maxime ale curentului şi tensiunii. Dacă ne raportăm la perioada de comutaţie T_c şi la perioada de rezonanţă T_r , se observă că în cazul unui factor de calitate supraunitar, chiar mai mare ca trei, aceste perioade devin aproximativ egale, diferenţa dintre cele două, fiind în jurul valorii de 1%. Cele două perioade se pot exprima ca în relaţia 2.48.

$$\begin{cases} T_r = \dfrac{2\cdot\pi}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}} \\ T_c = \dfrac{2\cdot\pi}{\omega_c}, \quad \omega_c = \sqrt{\dfrac{1}{L\cdot C} - \dfrac{R^2}{4\cdot L^2}} = \omega_0\sqrt{1-\dfrac{1}{4\cdot Q^2}} \end{cases} \tag{2.48}$$

Valorile foarte apropiate a celor două perioade, face ca invertorul să fie comandat cu o frecvenţă foarte apropiată de frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant. Acest fapt este datorat unui factor de calitate ridicat, care impune ca pulsaţia de comutaţie şi pulsaţia de rezonanţă din relaţia 2.48, să fie aproximativ egale. Astfel, comandat pe frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant şi la trecerile prin zero ale curentului prin bobina, invertorul furnizează o putere maximă sarcinii şi diminuează pierderile de comutaţie la maxim, ceea ce îl face să aibă un randament foarte ridicat. Un aspect interesant din punct de vedere a funcţionării invertorului este prezentat prin simularea acestuia cu setul doi de valori.

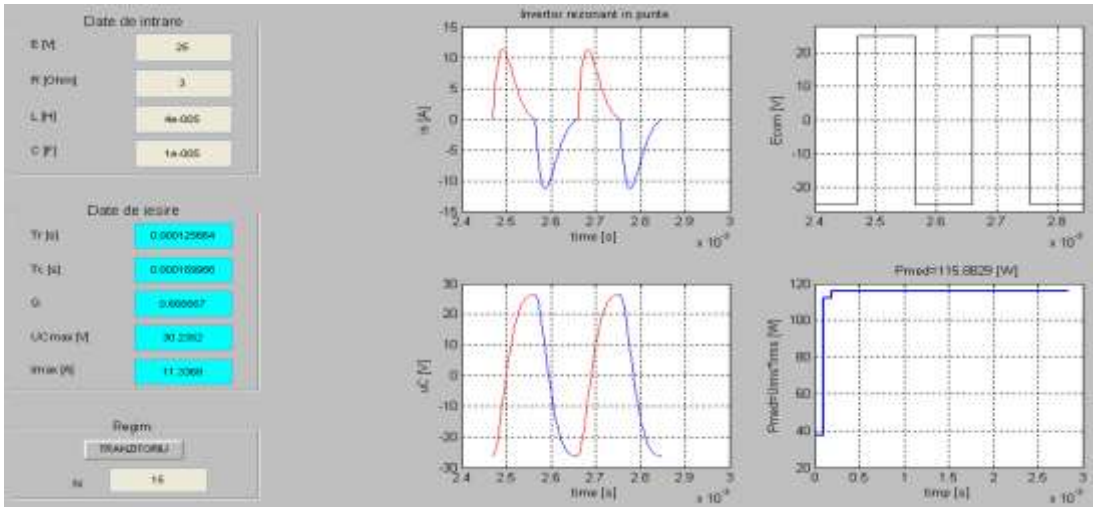


Figura 2.21 Rezultatele simulării invertorului rezonant în punte cu sarcină R-L-C pentru setul II de valori în regim pemanent de funcţionare

În figura 2.21 se prezintă rezultatele obţinute în urma simulării Matlab a invertorului comandat sincron, pentru un setul de valori care conduc la un factor de calitate subunitar, ceea ce duce la o diminuare a puterii transmise sarcinii. Acest fapt se datorează în principal valorii scăzute a factorului de calitate Q, şi a frecvenţei de comutaţie a dispozitivelor de putere ale invertorului, sub valoarea frecvenţei de rezonanţă a circuitului oscilant. Astfel, forma dreptunghiulară a tensiunii aplicate sarcinii de o frecvenţă mai mică decât frecvenţa proprie de rezonanţă, face ca sarcina să aibă un comportament capacitiv, ceea ce duce la o pierdere de putere.

Ca o primă concluzie asupra acestor invertoare comandate sincron, datorită legăturii între perioada de comutaţie şi perioada de rezonanţă prin factorul de calitate al circuitului de sarcină, obţinerea unor valori mari a puterii transmise unui circuit R-L-C dat, se poate realiza doar prin modificarea tensiunii de alimentare [21].

În vederea validării rezultatelor obţinute pe baza modelului matematic propus şi a platformei Matlab implementată, asupra invertoarelor rezonante comandate sincron cu trecerile prin zero ale curentului, s-a realizat o simulare a acestor invertoare cu ajutorul pachetului de programe Orcad Pspice, pentru aceleaşi valori ale componentelor ca şi în cazul simulărilor Matlab. Schema de simulare şi rezultatele obţinute se prezintă în figurile următoare.

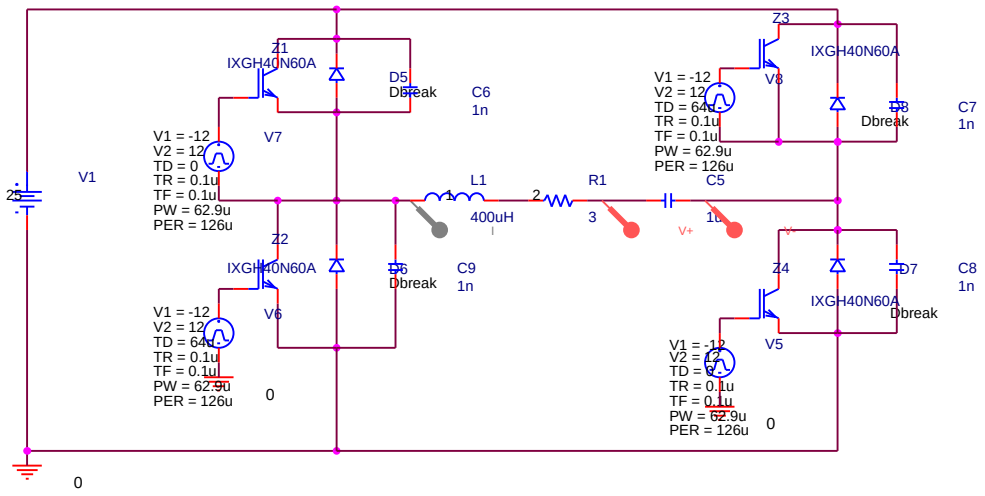
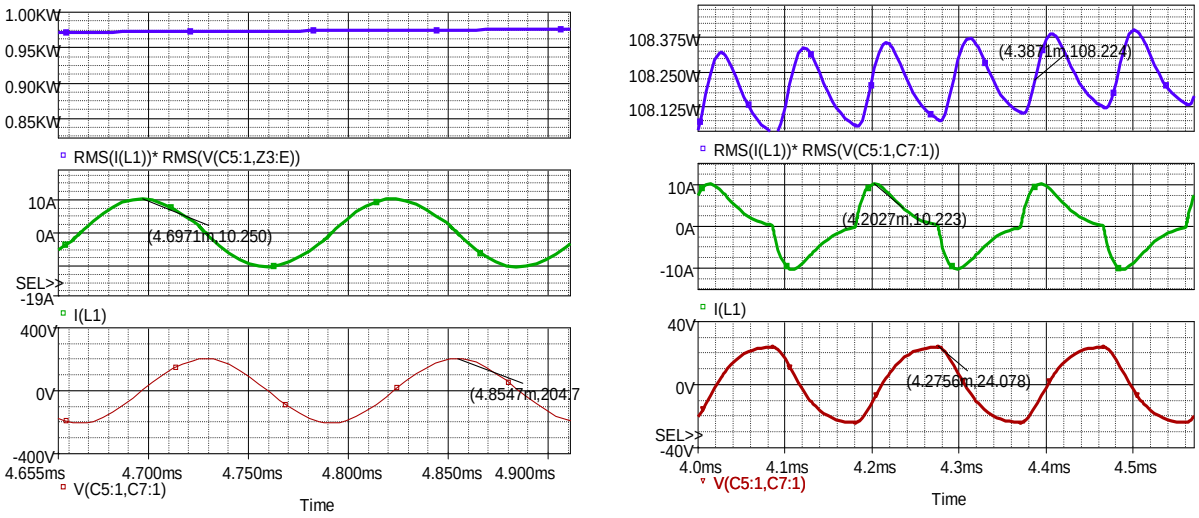


Figura 2.22 Schema de simulare PSpice a invertorului rezonant în punte cu sarcină R-L-C serie

[21] Taut, Adrian; Daraban, Mihai; **Pop, Ovidiu**; Chindris, Gabriel; Fizesan, Raul, Mathematical analysis to control power transfer in resonant power converters , Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2015 IEEE 21st International Symposium for , 2015 , Pages: 253 - 256



a) b)

Figura 2.23 Rezultatele Pspice obţinute în urma simulării invertorului rezonant în punte în regim permanent; a) pentru setul I de valori cu Tr = 126us ; b) pentru setul II de valori cu Tr = 188,9 us

O comparaţie asupra valorilor obţinute în urma celor două simulări este prezentată în tabelul 2.2. Privind formele de undă obţinute, se poate afirma că alura formelor de undă obţinute în Matlab este foarte asemănătoare cu forma de undă pe care simulatorul PSpice o returnează. Puterea transmisă sarcinii în cazul acestor invertoare rezonante comandate sincron se poate determina în regim permanent cu relaţia[5][7]:

$$P = \frac{1}{2} \cdot I^2 \cdot R = \frac{2 \cdot C^2 \cdot \omega_0{}^2 \cdot R^2 \cdot E^2 \cdot \exp\left(\frac{-\pi}{2 \cdot Q}\right)^2}{R \cdot \left[1 - \exp\left(\frac{-\pi}{2 \cdot Q}\right)\right]^2} = \frac{2 \cdot E^2}{R \cdot Q^2} \cdot \frac{\exp\left(\frac{-\pi}{2 \cdot Q}\right)^2}{\left[1 - \exp\left(\frac{-\pi}{2 \cdot Q}\right)\right]^2} \qquad (2.49)$$

În cazul unei comenzi asincrone aplicată invertoarelor rezonante în punte, comanda dispozitivelor de putere nu se mai face sincron cu trecerile prin zero a curentului de sarcină. Astfel, această comandă are la bază raportul dintre perioada de comutaţie a invertorului şi perioada de rezonanţă a circuitului L-C. Pe baza modelului matematic prezentat anterior, s-a implementat o platformă Matlab de simulare a invertorului rezonant comandat asincron. Rezultatele obţinute în urma simulărilor Matlab sunt prezentate în figurile următoare, pornind de la aceleaşi seturi de valori ca şi în cazul comenzii sincrone, valori prezentate în tabelul 2.2.

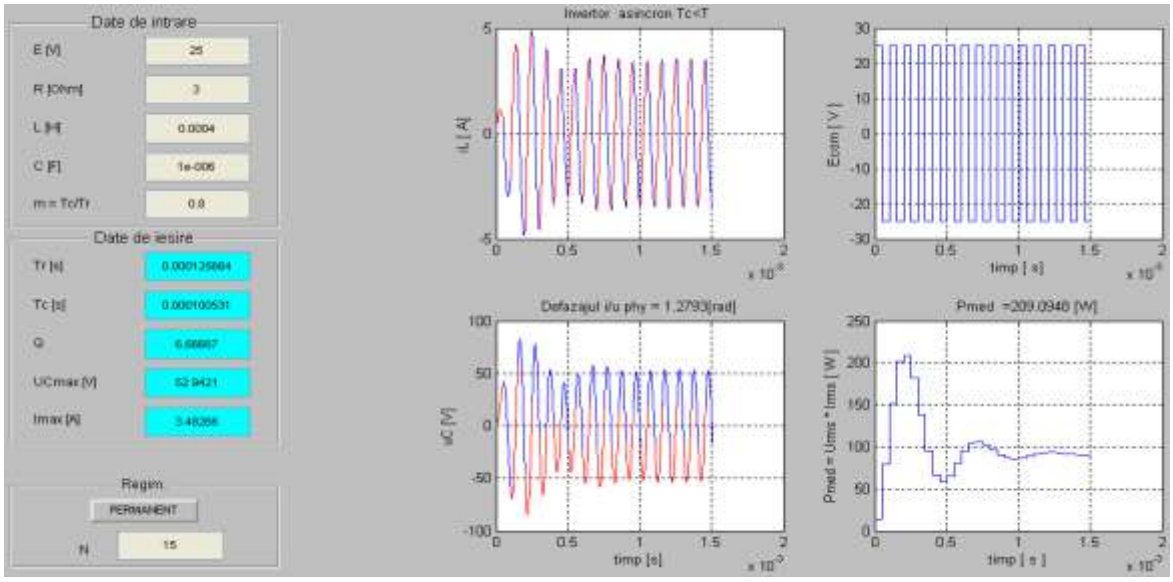


Figura 2,.24 Rezultatele Matlab obţinute pentru comanda asincronă Tc<T pentru setul I de valori în regim tranzitoriu

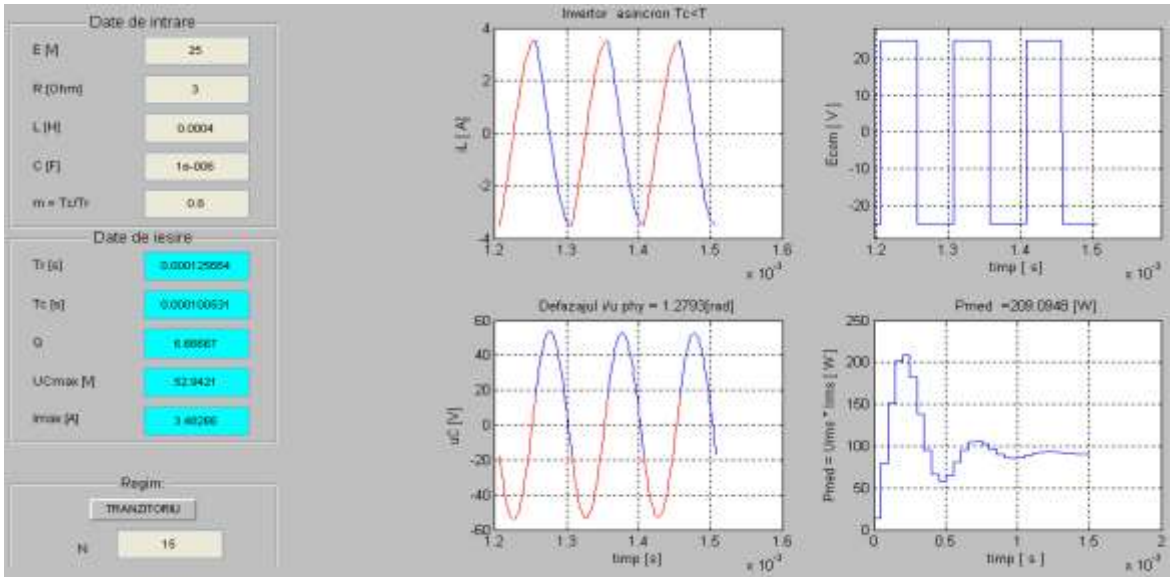


Figura 2.25 Rezultatele Matlab obţinute pentru comanda asincronă Tc<T pentru setul I de valori în regim permanent

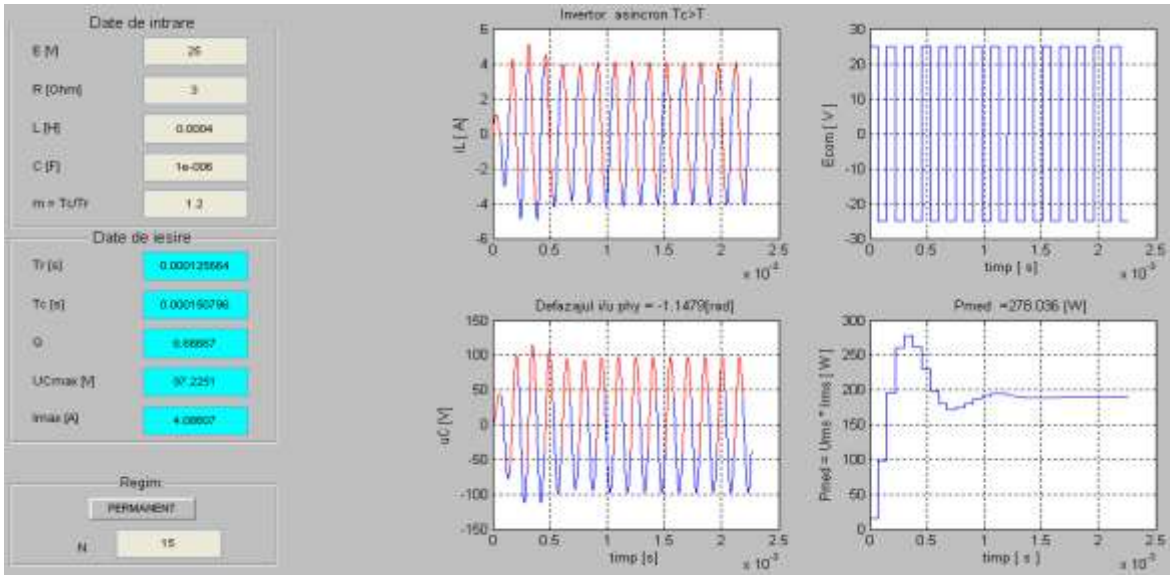


Figura 2.26 Rezultatele Matlab obţinute la simularea invertorului rezonant în punte cu comandă asincronă Tc>Tr pentru setul I de valori în regim tranzitoriu

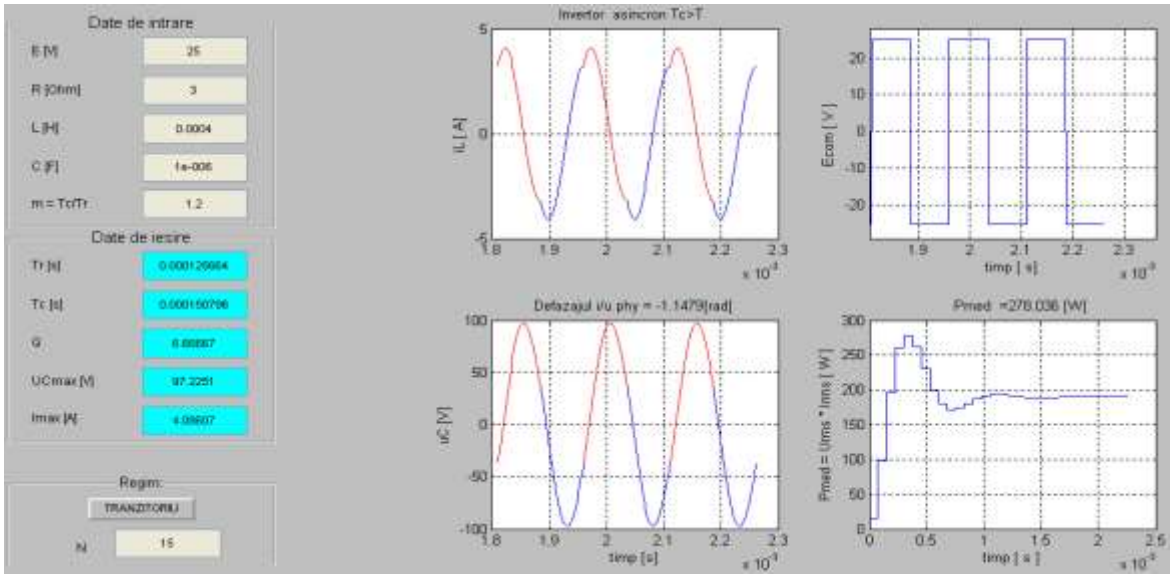


Figura 2.27 Rezultatele Matlab obţinute la simularea invertorului rezonant în punte cu comandă asincronă Tc>Tr pentru setul I de valori în regim permanent

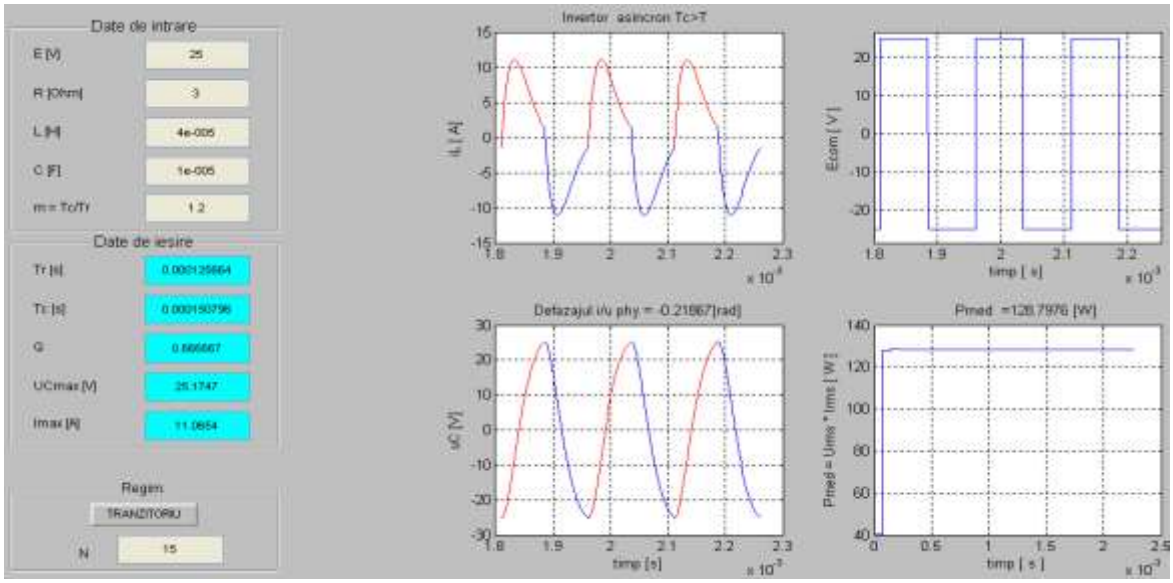


Figura 2.28 Formele de undă în regim permanent pentru setul II de valori cu Tc>T

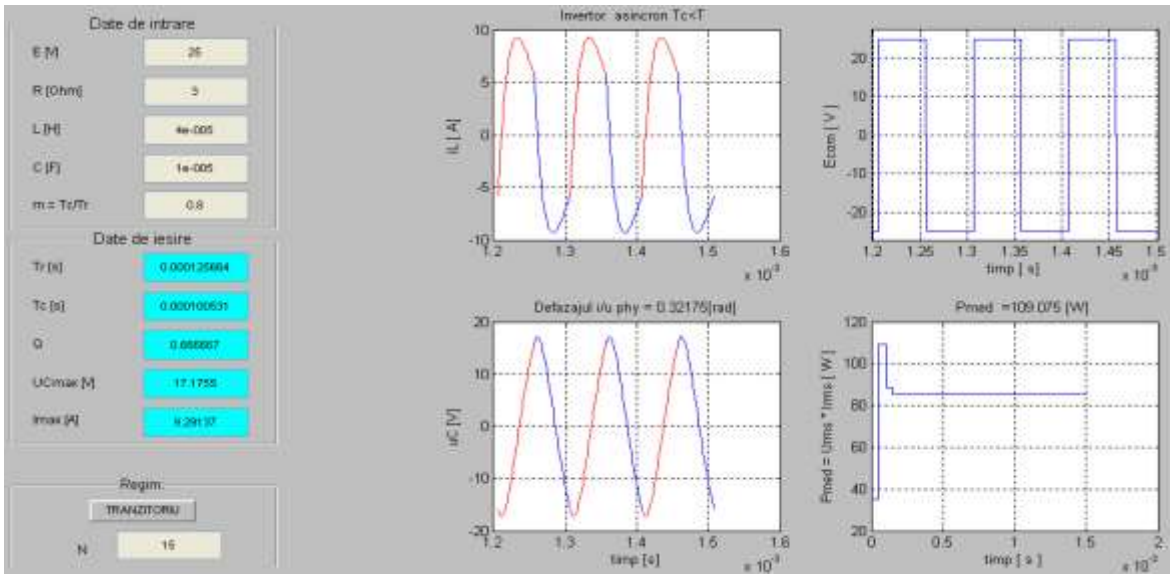


Figura 2.29 Formele de undă în regim permanent pentru setul I de valori cu Tc<T

Figurile 2.24-:-2.29 prezintă rezultatele obţinute în urma simulărilor Matlab a invertoarelor rezonante în punte cu comandă asincronă. Platforma Matlab implementată returnează formele de undă ale curentului şi tensiunii pe sarcina invertorului şi calculează perioada de comutaţie în funcţie de gradul de asincromatism dorit, prin modificarea parametrului *m* din interfaţa grafică. Defazajul dintre tensiunea de sarcină şi curent este calculat în programul Matlab, rezultând astfel un unghi exprimat în radiani ce se returnează în interfaţa grafică. Pe baza acestui aspect se pot trage concluzii relevante din punct de vedere a funcţionării circuitului. Astfel, pentru un unghi negativ, circuitul se comportă capacitiv, fapt datorat întârzierii tensiunii faţă de curent. Altfel exprimat, acest

fapt se datorează frecvenţei de comutaţie sub valoarea frecvenţei de rezonanţă. Pentru un unghi pozitiv, curentul este în urma tensiunii, fapt datorat frecvenţei de comutaţie peste valoarea frecvenţei de rezonanţă.

Pornind de la rezultatele obţinute în urma simulării celor două metode de control a invertoarelor rezonante se prezintă o comparaţie între valorile tensiunii, valorii curentului şi puterii de sarcină obţinute.

Tabel 2. 3 Valorile obţinute în urma simulărilor Matlab pentru invertoarele rezonante în punte cu sarcină R-L-C serie

Invertor comandat sincron		Invertor asincron Tc>Tr	Invertor asincron Tc<Tr
PSpice	Matlab	Matlab	
Q = 6,66 Tr = 125,6 us			
Tc = 126 us	Tc = 126 us	Tc = 150 us	Tc = 100 us
Ucmax =204,1[V]	Ucmax =213,18 [V]	Ucmax = 97,22 [V]	Ucmax = 52,94 [V]
Imax = 10,25 [A]	Imax = 10,6 [A]	Imax = 4,08 [A]	Imax = 3,48 [A]
Pmed =0,98 [kW]	Pmed =1,01 [kW]	Pmed =278 [W]	Pmed =209 [W]
Q = 0,66 Tr = 125,6 us			
Tc = 189,6 us	Tc = 189,6 us	Tc = 150 us	Tc = 100 us
Ucmax = 24 [V]	Ucmax =30,23 [V]	Ucmax = 25,17 [V]	Ucmax = 17,17[V]
Imax = 10,23 [A]	Imax = 11,33 [A]	Imax = 11,06 [A]	Imax = 9,29 [A]
Pmed =108 [W]	Pmed =115 [W]	Pmed =128,79 [W]	Pmed =109 [W]

Comparând rezultatele obţinute în urma celor două metode de comandă, putem spune că în cazul comenzii sincrone se obţine o valoare a puterii transmise sarcinii superioară metodei de comandă asincronă. La comandă asincronă, o valoare ridicată a puterii transmise sarcinii se obţine pentru o perioadă de comutaţie mai mare decât perioada de rezonanţă a circuitului L-C.

De cele mai multe ori în proiectare sunt necesare doar valorile maxime în regim permanent ale mărimilor de interes. Astfel pentru determinarea valorile exacte ale curentului şi tensiunii de sarcină s-a implementat o platformă Matlab care calculează în regim staţionar valorile maxime ale curentului şi tensiunii, şi reprezintă grafic caracteristica tensiune de sarcină - tensiune de intrare şi caracteristica curent de sarcină - curent de intrare, pentru diferite valori ale factorului de calitate şi ale raportului perioadei de comutaţie-perioadă de rezonanţă, pe baza ecuaţiilor deduse din (2.7:2.47). Rezultatele obţinute în urma implementării acestei platforme sunt prezentate în figurile următoare.

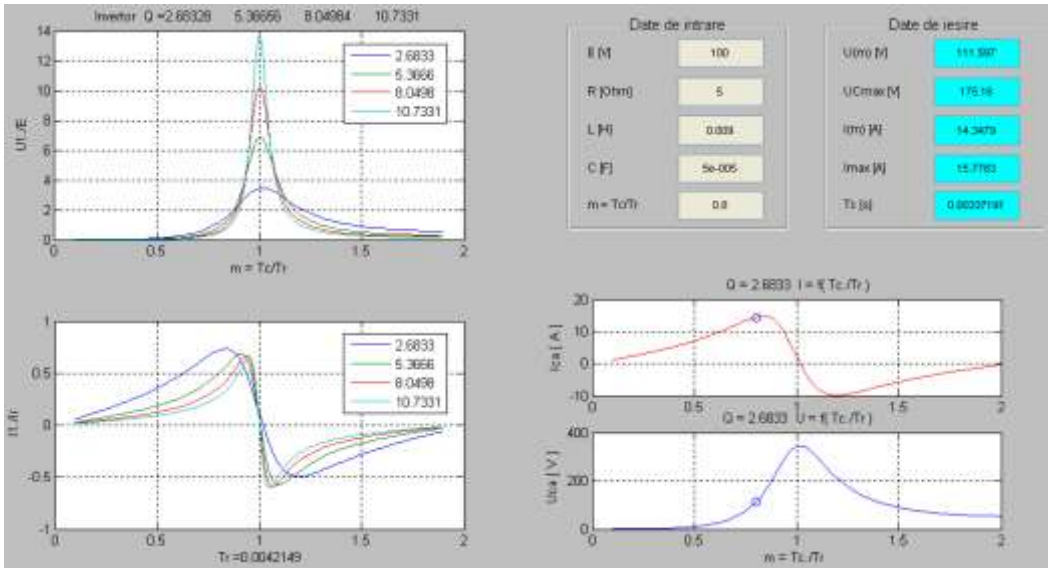


Figura 2.30 Rezultatele obţinute pentru simularea caracteristicilor invertoarelor rezonante în punte pentru un factor de calitate de 2,68 şi Tc/Tr = 0,8

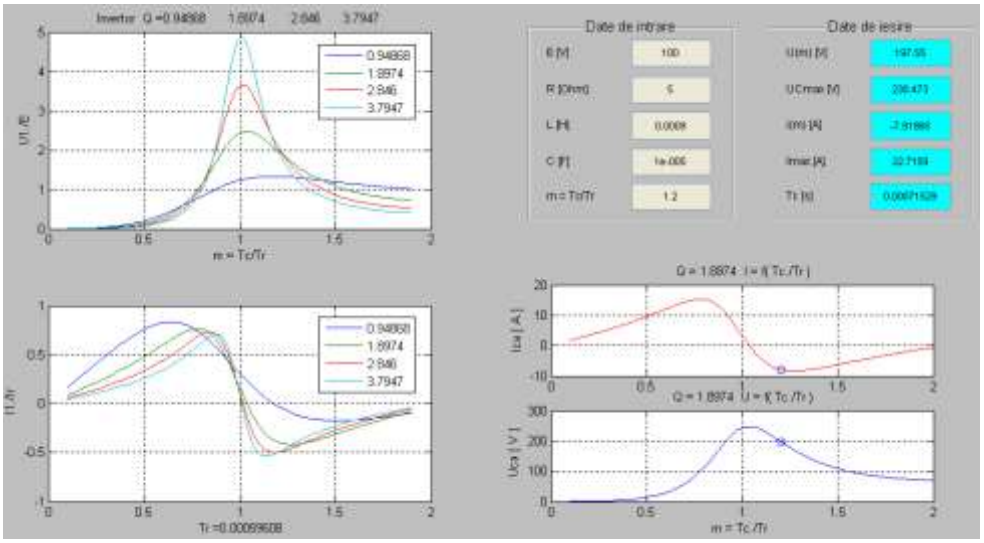


Figura 2.31 Rezultatele obţinute pentru simularea caracteristicilor invertoarelor rezonante în punte pentru un factor de calitate de 4,71 şi Tc/Tr = 1,2

Figurile 2.30 şi 2.31 prezintă rezultatele obţinute în urma simulării invertorului cu platforma Matlab implementată pentru determinarea valorilor în regim permanent de funcţionare. Astfel de platforme de simulare sunt necesare atunci când se doreşte proiectare unor invertoare rezonante, şi aşa cum se poate observa şi din figurile prezentate anterior pe baza rezultatelor obţinute se pot trage concluzii asupra funcţionării circuitului. Caracteristica de transfer în tensiune şi în curent a circuitului se reprezintă în funcţie de variaţia raportului dintre cele două perioade, perioada de comutaţie şi perioadă de rezonanţă şi de valori ale factorului de calitate a circuitului. Totodată din caracteristicile de tensiune şi curent pentru un raport stabilit se poate determina comportarea circuitului. Astfel pentru un raport mai mare ca 1 circuitul se comporta inductiv, iar pentru un raport subunitar circuitul este capacitiv, astfel explicând şi diferenţele de putere obţinute în funcţie de comanda asincronă. Valorile maxime, se obţin pentru un raport egal cu 1 ceea ce indică că circuitul este comandat sincron.

Platforma Matlab permite introducerea parametrilor circuitului şi returnează caracteristica de tensiune şi de curent pentru patru valori diferite ale factorului de calitate, permitând utilizatorului să reia simularea cu un set nou de valori în cazul în care rezultatele returnate nu sunt considerate satisfăcătoare. Prin modificarea raportului T_c/T_r , pentru un set de valori dat, se poate determina valoarea maximă a puterii transmise sarcinii şi astfel se pot deduce algoritmi de comandă ai invertorului rezonant.

2.3. Invertoare rezonante serie-paralel în clasă D. Modelare şi implementare.

Implementarea şi modelarea acestor invertoare porneşte de la schema unui invertor rezonant în clasă D prezentată în figura 2.32, unde se evidenţiază faptul că acest invertor este compus din două comutatoare bidirecţionale notate Q_1 şi Q_2, un circuit rezonant serie format din L_1-C_1-R_1 şi un circuit rezonant paralel format din L_2-C_2-R_2. [27] [61] [62]

[27] Pop, Ovidiu; Taut, Adrian; Grama, Alin; Ceuca, Emilian, Analysis and simulation of LCLR converters, Proceedings of the 36th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2013, ISBN 978-1-4799-0036-7, pag. 286–289

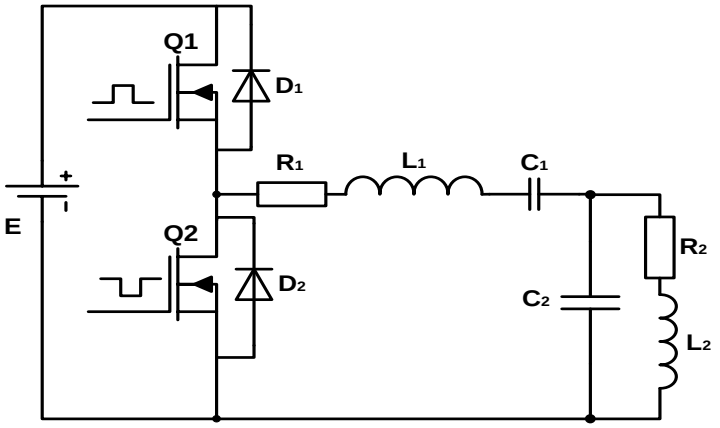


Figura 2. 32 Schema de principiu a unui invertor rezonant în clasă D

Privind spre circuitul rezonant al invertorului putem distinge cele două circuite oscilante LC serie şi paralel. Astfel, pentru modelarea acestui invertor este necesară o analiză în frecvenţă a circuitului de sarcină.

Considerând circuitul serie C_1L_1 având impedanţa:

$$Z_1 = R_1 + j \cdot \omega \cdot L_1 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} \tag{2.50}$$

şi circuitul paralel C_2L_2 cu impedanţa:

$$Z_2 = \frac{(R_2 + j \cdot \omega \cdot L_2)\dfrac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2}}{R_2 + j \cdot \omega \cdot L_2 + \dfrac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2}} \tag{2.51}$$

Funcţia de transfer în tensiune este dată de relaţia:

$$\frac{Us}{Ui} = \left| \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right| \tag{2.52}$$

Pornind de la faptul că se doreşte a se obţine o rezonanţa de curent, adică pe circuitul paralel şi că frecvenţa de rezonanţă a acestuia să fie în jurul valorii de 100kHz, astfel încât comanda comutatoarelor convertorului să fie uşor de realizat, a fost implementată o platformă Matlab de simulare a circuitului serie-paralel în frecvenţă. Deoarece prin circuitul serie C_1L_1 se realizează o adaptare de impedanţă între circuitul paralel C_2L_2 si ieşirea invertorului, astfel încât condensatorul C_1 are rolul de a tăia componenta continuă a tensiunii, iar bobina L_1 de a proteja comutatoarele atunci când se obţine rezonanţa de curent pe circuitul paralel, formula de calcul a frecvenţei circuitului paralel se poate exprima cu formula Thomson a frecvenţei de rezonanţă a unui oscilator

LC, fără a lua în considerare circuitul serie. Astfel pentru a obţine valoarea de 100kHz pe circuitul paralel valorile bobinei si a condensatorului au fost alese: L_2 = 25uH, C_2 = 100nF, iar circuitul serie are valorile C_1 = 450nF, L_1 = 300 uH, asigurând astfel o frecvenţă de rezonanţă pe circuitul serie mult inferioară.

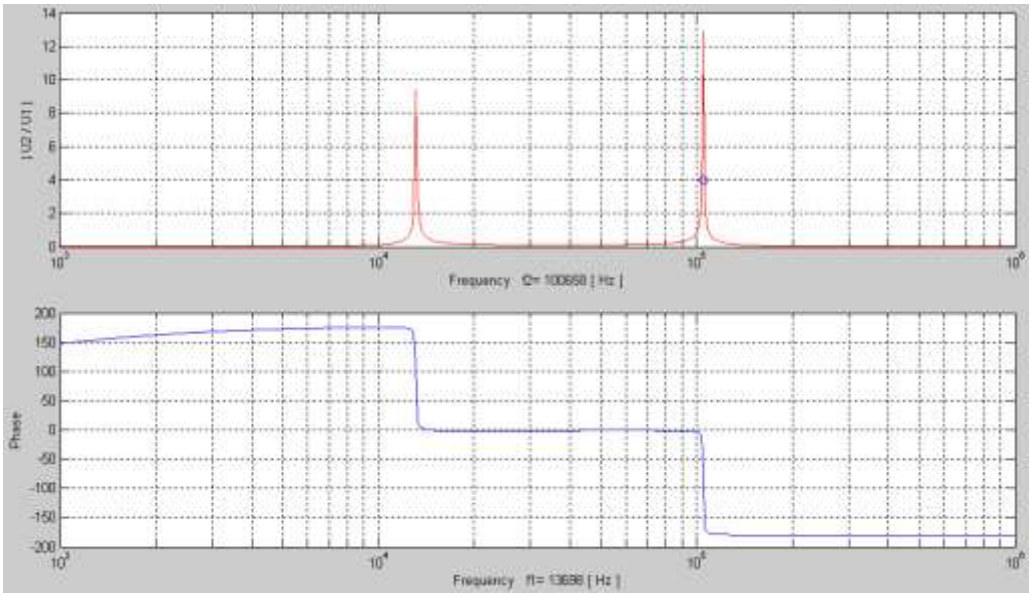


Figura 2. 33 Simulare în frecvenţă asupra circuitului rezonant serie paralel în programul Matlab

Figura 2.33 prezintă comportarea circuitului serie-paralel în frecvenţă, simulare realizată cu ajutorul unei platforme Matlab implementată pentru acest circuit. Se pot observa în figura de mai sus cele 2 frecvenţe de rezonanţă ale circuitului serie în jurul valorii de 13,6 kHz şi a circuitului paralel în jurul valorii de 100kHz. Totodată această simulare ne prezintă şi faptul că cele 2 circuite nu se influenţează reciproc, deci frecvenţa de comandă a tranzistoarelor invertorului se poate face în jurul frecvenţei de rezonanţă a circuitului paralel. Pentru a determina funcţionarea circuitului şi pentru a vizualiza formele de undă caracteristice acestui invertor s-a realizat o platformă Matlab de simulare ce are la bază ecuaţiile matematice diferenţiale ce pot fi deduse pentru invertorul rezonant cu sarcină serie-paralel în clasă D de funcţionare. Astfel s-au considerat patru intervale distincte de funcţionare a invertorului date de stările de conducţie şi blocare ale tranzistoarelor respectiv diodelor în paralel cu acestea. Considerând în primul interval tranzistorul Q_1 deschis ecuaţile ce se pot deduce pentru acest interval sunt date de:

$$\begin{cases} \dfrac{di_{L_1}}{dt} = \dfrac{E - u_{C_2} - u_{C_1} - R_1 \cdot i_1}{L_1} \\ \dfrac{di_{L_2}}{dt} = \dfrac{u_{C_2} - R_2 \cdot i_2}{L_2} \\ \dfrac{du_{C_1}}{dt} = \dfrac{i_1}{C_1} \\ \dfrac{du_{C_2}}{dt} = \dfrac{i_1 - i_2}{C_2} \end{cases} \tag{2.53}$$

Iar pentru intervalul în care tranzistorul Q_2 este deschis ecuaţiile sunt date de:

$$\begin{cases} \dfrac{di_{L_1}}{dt} = \dfrac{-u_{C_2} - u_{C_1} - R_1 \cdot i_1}{L_1} \\ \dfrac{di_{L_2}}{dt} = \dfrac{u_{C_2} - R_2 \cdot i_2}{L_2} \\ \dfrac{du_{C_1}}{dt} = \dfrac{i_1}{C_1} \\ \dfrac{du_{C_2}}{dt} = \dfrac{i_1 - i_2}{C_2} \end{cases} \tag{2.54}$$

Intervalele de conducţie a celor două diode sunt determinate de evoluţia curentului şi a tensiunii prin circuit, astfel încât invertorul să funcţioneze în mod rezonant. Ecuaţiile matematice pentru aceste intervale de conducţie a diodelor nu implică nici o problemă ele fiind similare cu ecuaţiile caracteristice tranzistoarelor pe care le însoţesc. Problema este dată de timpi de deschidere şi de blocare ai diodelor, timpi ce depind de evoluţia mărimilor din circuit şi de intervalul în care cele două comutatoare controlate sunt blocate simultan, prin introducerea timpului mort între semnalele de comandă. Rezultatele obţinute în urma rulării platformei Matlab implementată sunt prezentate în figurile următoare.

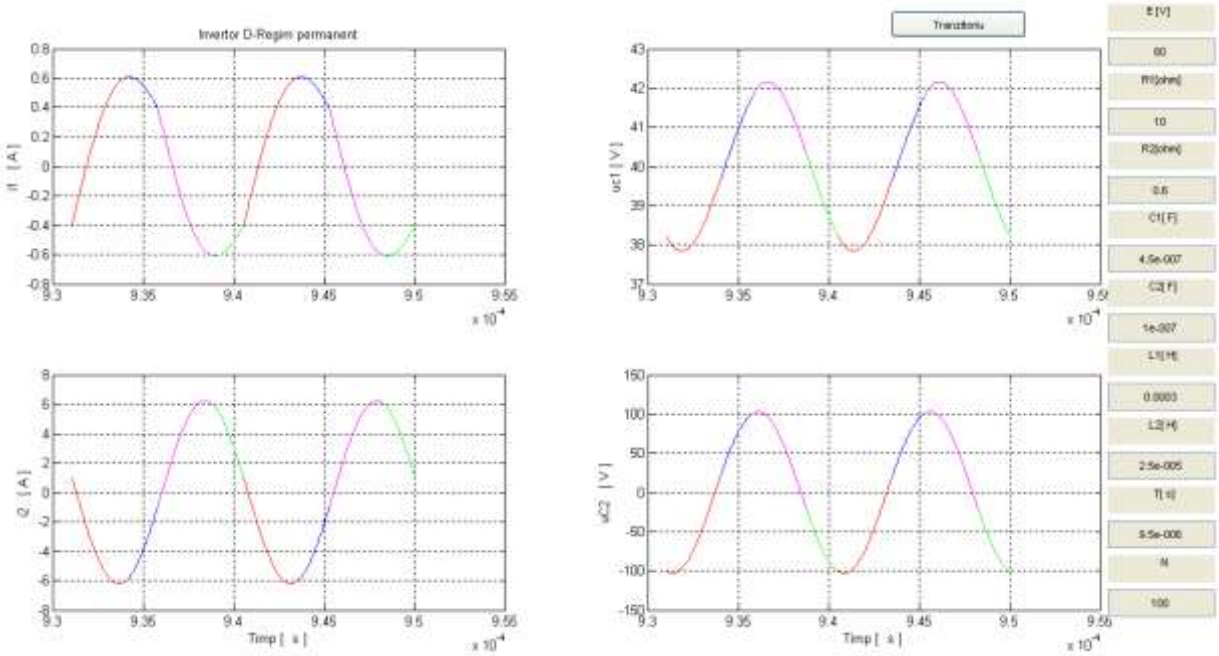


Figura 2. 34 Rezultatele obţinute în urma simulării invertorului rezonant în regim permanent de funcţionare obţinute cu platforma Matlab implementată

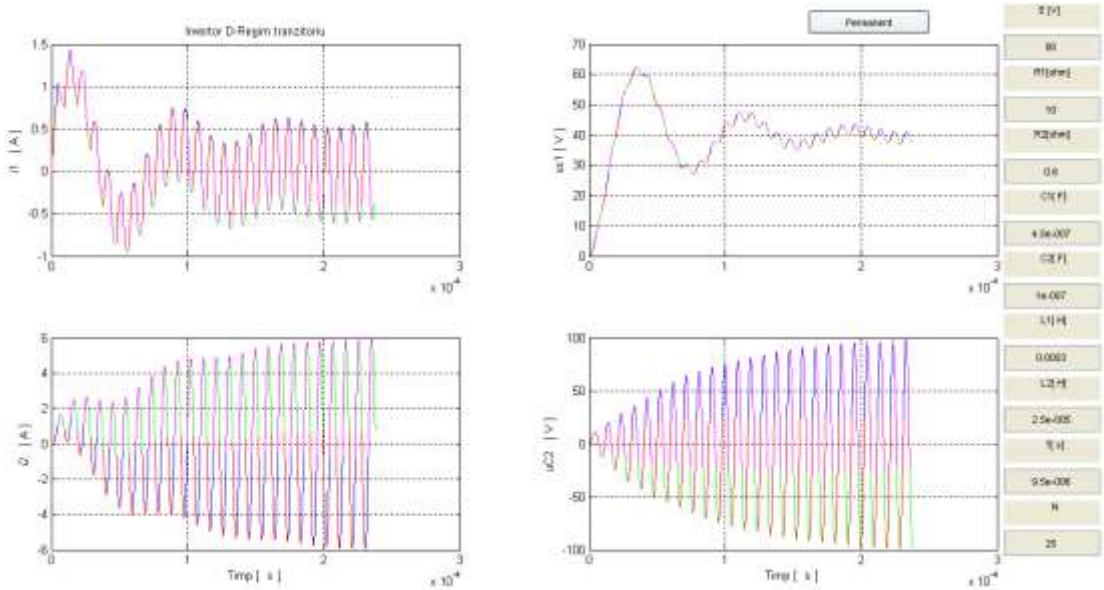


Figura 2. 35 Rezultatele obţinute în urma simulării invertorului rezonant în regim tranzitoriu de funcţionare obţinute cu platforma Matlab implementată

Figurile 2.34 şi 2.35 prezintă rezultatele obţinute în urma rulării platformei Matlab implementată pentru aceste invertoare în regim de funcţionare permanent şi tranzitoriu returnând formele de undă ale mărimilor de interes pentru o perioadă de comutaţie de 9.5 us.

Platforma Matlab returnează formele de undă ale curentului prin bobina L_1 şi bobina L_2, precum şi formele de undă ale tensiunii pe cele două condensatoare. Interfaţa

grafică implementată permite de asemenea modificarea parametrilor de simulare sau ai perioadei de comutaţie a celor 2 tranzistoare. Pentru a verifica rezultatele obţinute în urma simulării invertorului cu platforma Matlab implementată s-a trecut la o simulare a acestui invertor cu ajutorul programului PSpice. Schema de simulare precum şi rezultatele obţinute sunt prezentate în figurile următoare.

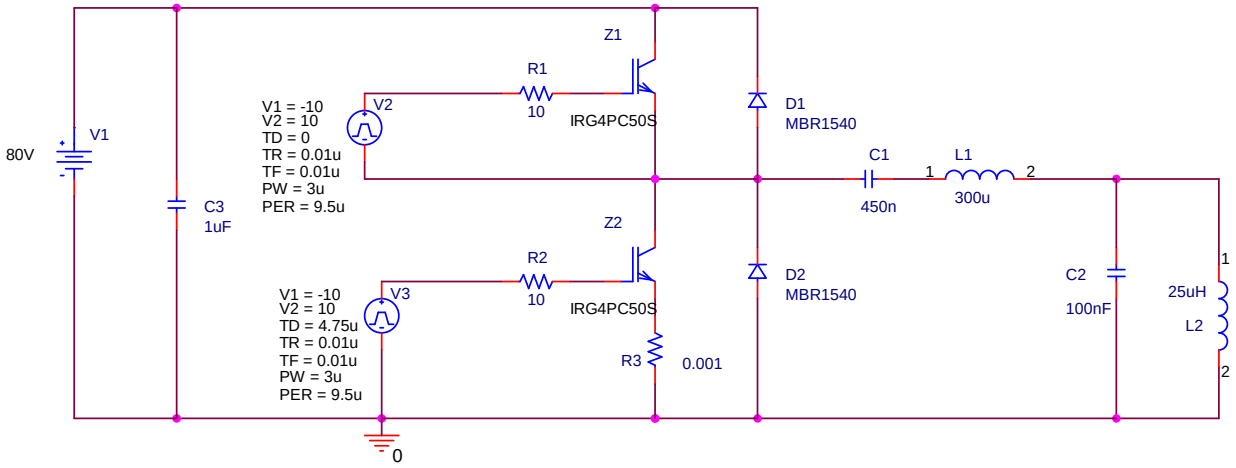


Figura 2. 36 Schema de simulare PSpice a invertorului rezonant

Sursele de comandă a celor două tranzistoare IGBT au fost modelate astfel încât tranzistoarele să comute la frecvenţa de rezonanţă a circuitului paralel. Aşadar pentru tranzistorul Z_1 sursa V_2 care îl comandă este caracterizată de: V1=-10V, V2=10V, Td=0, Tr= 0,01us, Tf= 0,01us, PW=3us, PER= 9,5us iar pentru tranzistorul Z_2 sursa V3 care îl comandă este identică cu menţiunea că Td= 3us astfel asigurând un timp mort între conducţia celor două tranzistoare. Formele de undă obţinute la simularea invertorului se prezintă în figurile următoare.

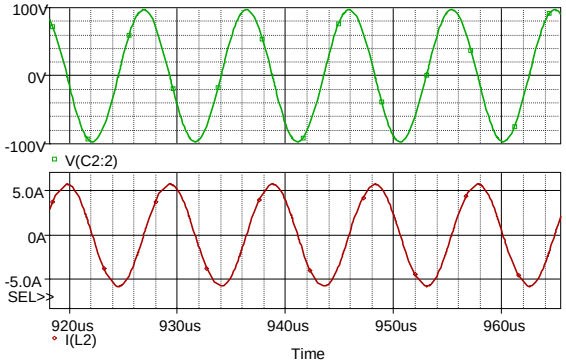


Figura 2. 37 Tensiunea pe condensator şi curentul prin bobina circuitului rezonant paralel

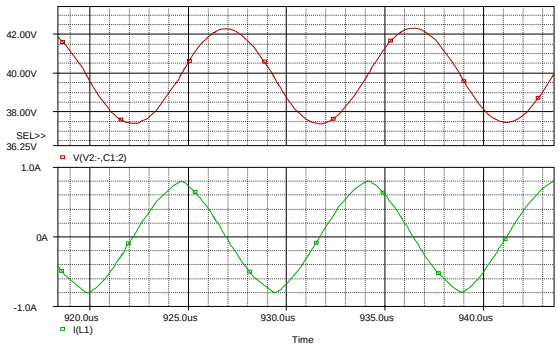


Figura 2. 38 Tensiunea pe condensatorul C_1 şi curentul pe bobina L_1

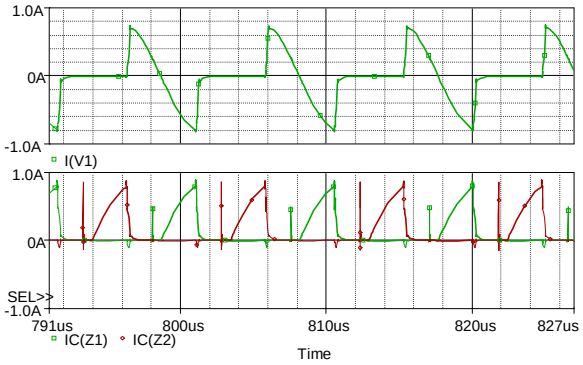


Figura 2. 39 Curentul absorbit de la sursa de alimentare sus, curenţii de colector ai tranzistoarelor

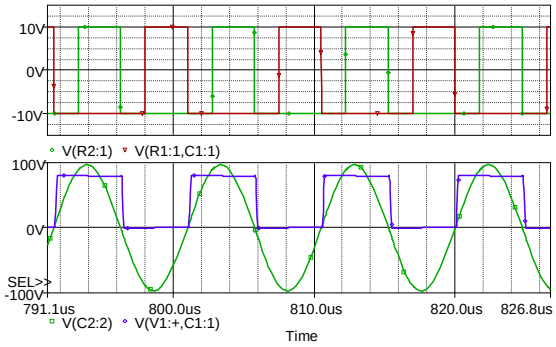


Figura 2. 40 Semnalele de comandă sus şi tensiunea pe condensator şi tensiunea colector-emitor pe tranzistor

Aşa cum se observă şi în figurile anterioare invertorul funcţionează cu comutaţie la tensiune zero iar valorile tensiunii şi curentului pe circuitul rezonant sunt superioare valorilor sursei de alimentare. Privind la circuitul de impedanţă se observă că valoarea curentului ce trece prin circuitul serie, este mult inferioară valorii curentului din circuitul rezonant, ceea ce duce la protecţia întregului sistem.

2.4. Implementări practice

2.4.1 Invertor rezonant serie-paralel

Implementarea practică a invertorului are la bază schema electrică prezentată anterior. Deoarece este necesar ca partea de forţa a circuitului şi partea de comandă sa fie separate, soluţia adoptată a fost folosirea unor optocuploare între partea de comandă realizată cu ajutorul microcontrollerului C508 şi circuitul specializat de comandă a tranzistoarelor de putere IR2110. Scopul aplicaţiei propuse este de a obţine rezonanţa de curent pe circuitul oscilant LC, rezultând astfel, o formă de undă a curentului prin bobina L_2 a invertorului sinusoidală şi de aplitudine 5A aşa cum a reieşit în urma simulării invertorului cu platforma Matlab implementată. Standul experimental pentru invertorul rezonant este prezentat în figura 2.41.

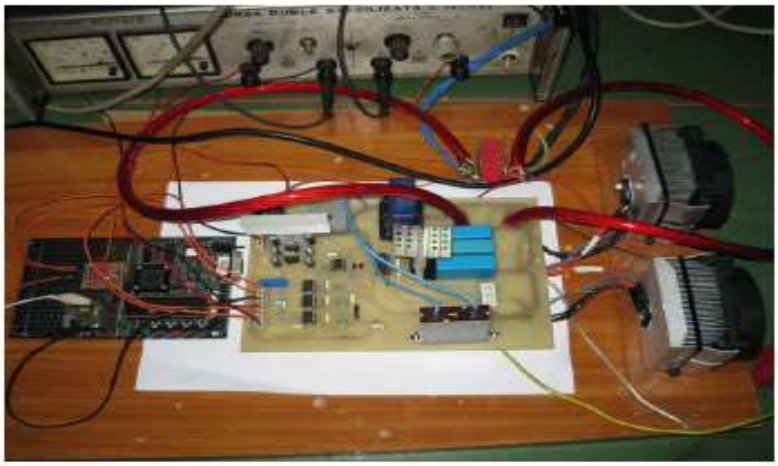


Figura 2. 41 Stand experimental al invertorului rezonant

Deoarece optocuploarele alese inversează semnalele PWM primite de la microcontroler soluţia aleasă a fost aceea de a inversa semnalele generate prin setarea stării iniţiale a pinului CC0 în high şi a pinului COUT0 în low. Figurile următoare prezintă semnalele PWM astfel generate pentru fiecare frecvenţă aleasă.

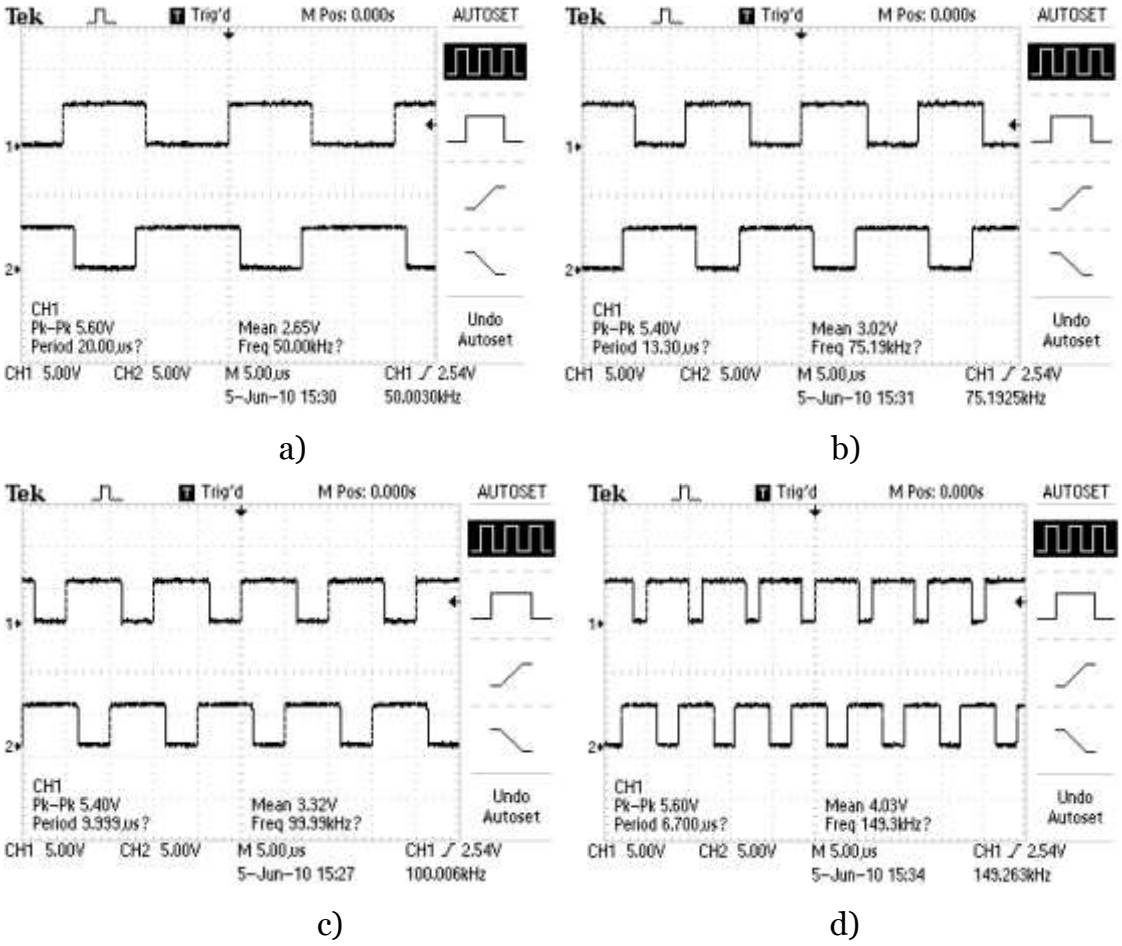


Figura 2. 42 Semnalele PWM generate din microcontroller: a) 50kHz, b) 75kHz, c) 100kHz, d) 150kHz

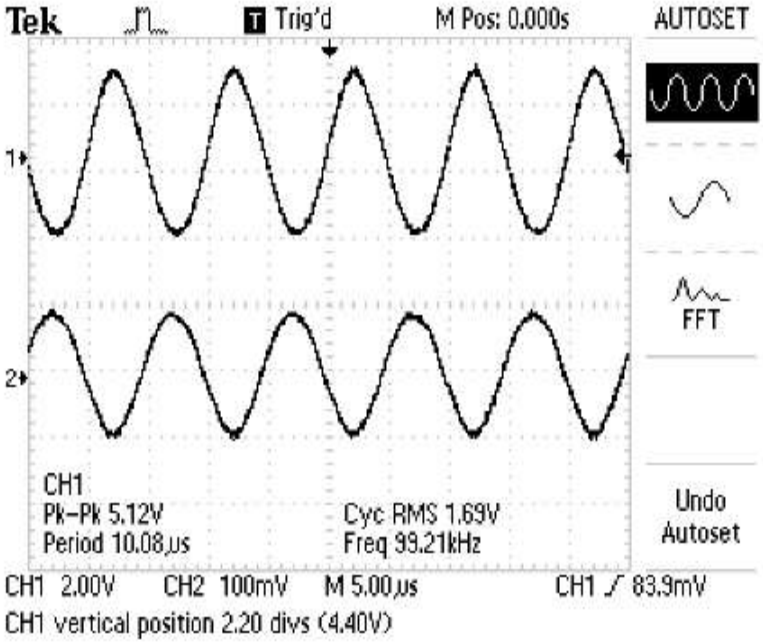


Figura 2. 43 Formele de undă pe circuitul rezonant al invertorului alimentat la 30V şi comandat la frecvenţa de rezonanţă: CH1 Tensiunea măsurată cu o sondă cu atenuare de 10; CH2 curentul prin bobină măsurat cu o sondă de 100mv/A.

Figura 2.43 prezintă o captură a formelor de undă de la ieşirea invertorului achiziţionate cu un osciloscop Techtronix cu o bandă de 60MHz şi o rată de eşantionare de 1Gs/sec. Aceste forme de undă au fost obţinute aplicând la intrarea invertorului o tensiune de 30 V şi comanda tranzistoarelor pe 100kHz. Se observă că valoarea maximă a tensiunii este de 25V iar curentul 1A, iar forma de undă a acestor semnale este sinusoidală.

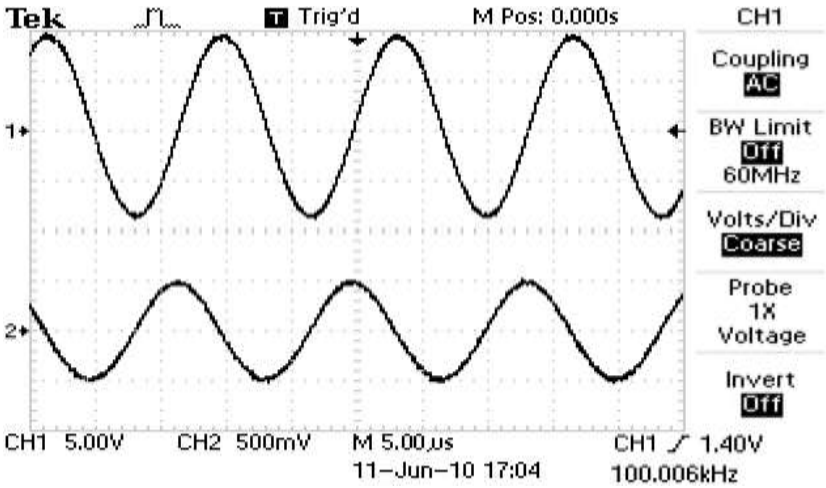


Figura 2. 44 Formele de undă pe circuitul rezonant al invertorului alimentat la 80V şi comandat la frecvenţa de rezonanţă: CH1 Tensiunea măsurată cu o sondă cu atenuare de 10; CH2 curentul prin bobină măsurat cu o sondă de 100mv/A.

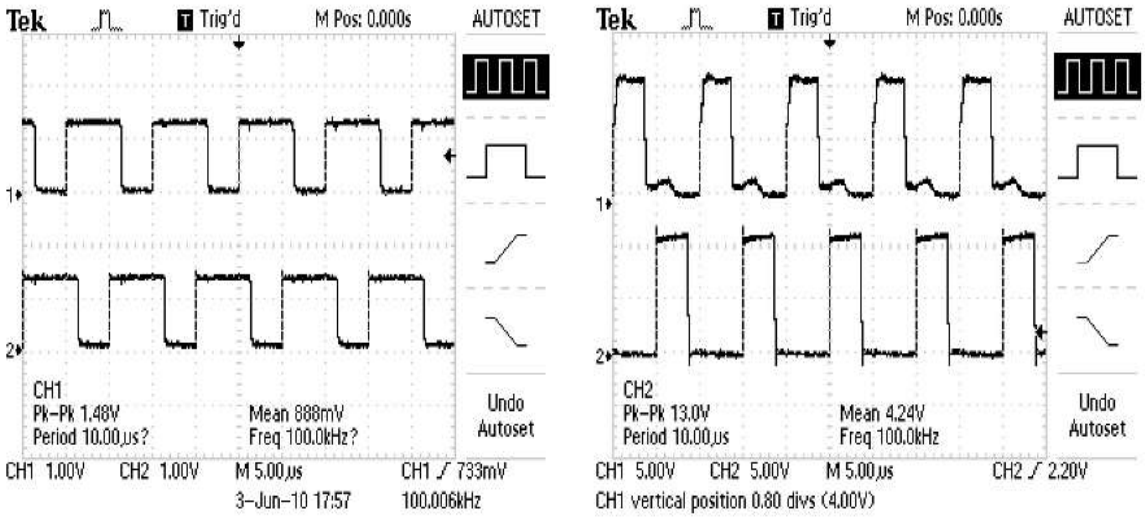


Figura 2. 45 Semnalele de comandă la intrarea optocuploarelor (stânga) şi semnalele de comandă după circuitul IR2110

Figura 2.44 prezintă formele de undă ale invertorului rezonant alimentat la 80V şi comandat la frecvenţa de rezonanţă a circuitului paralel, observăm că s-au obţinut pentru tensiune o valoare de vârf de aproximativ 88V, iar pentru curent o valoare de vârf de aproximativ 5A. Comparând valorile obţinute experimental, cu valorile obţinute în urma simulărilor Matlab şi PSpice putem spune că rezultatele măsurate experimental coincid cu cele obţinute prin simularea acestui invertor şi astfel, platforma Matlab implementată, este de asemenea validată şi prin rezultate experimentale.

2.4.2 Invertor sinusoidal

Cercetările întreprinse în domeniul realizării invertoarelor sinusoidale au inclus şi implementări ale acestor tipuri de invertoare pe baza sistemelor de control digital utilizând procesoare digitale de semnal. În lucrarea [50] se prezinta modul de proiectare şi implementare a unui astfel de invertor, pe baza unui procesor de semnal Freescale DSP56F805. Schema bloc a circuitului implementa este prezentată în figura următoare:

[50] Ovidiu Pop, Serban Lungu, Gabriel Chindris, Near Sinusoidal DSP Based Power Inverter, The 29th International Spring Seminar on Electronics Technology, ISSE 2006, Dresda, Germania

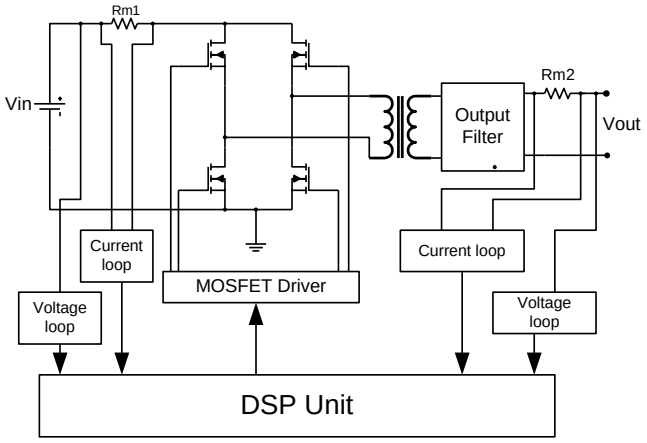


Figura 2. 46 Schema bloc a invertorului sinusoidal

Într-o primă etapă s-a realizat modelarea invertorului în Simulink pentru a testa soluţia propusă, urmând a se trece la implementarea practică. Modelul Simulink şi rezultate obţinute sunt prezentate în figurile următoare:

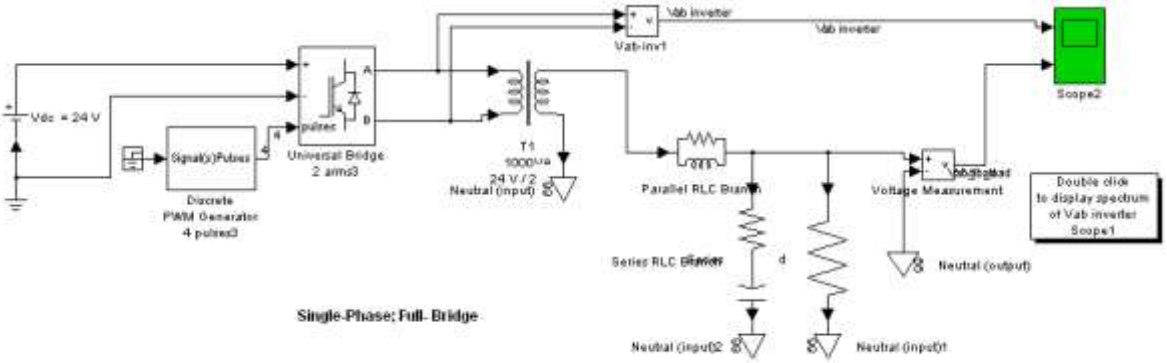


Figura 2. 47 Modelul Simulink al invertorului sinusoidal

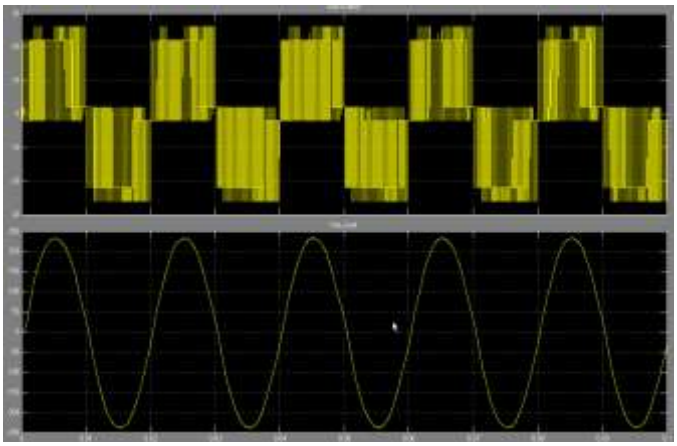


Figura 2. 48 Rezultatele Simulink obţinute: semnalul aplicat la intrarea transformatorului de putere, şi tesiunea sinusoidală de ieşire

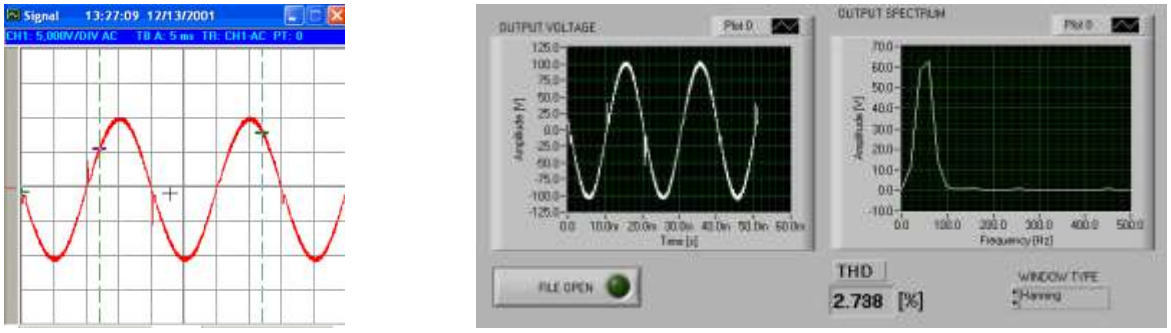


Figura 2. 49 Rezultatele experimentale obţinute: tesiunea sinusoidală de ieşire măsurată cu osciloscop şi captură a tesiunii de iesire si prelucrare Labview pentru determinare THD

2.4.3 Invertor rezonant in semipunte

O mare parte din rezultatele prezentate în acest capitol au fost obţinute în cadrul contractului nr. 3/5.03.2008, *Induction heating system for home appliances*, contract la care am participat în calitate de director. Rezultatele obţinute au fost extrapolate şi în cadrul altor tipuri de topologii de invertoare, altele decât cele în semipunte, constituind de fapt baza de plecare a cercetărilor mele în această direcţie.

În cadrul acestui proiect a fost analizată o schemă de implementare a unui invertor rezonant în semipunte, incluzând şi partea de putere şi partea de comandă a acestuia, iar în ultima etapă a proiectului a fost propusă şi o soluţie cvasirezonantă, de cost redus, utilizând doar un tranzistor de comutaţie şi un circuit rezonant LC.

În realizarea acestui proiect s-a plecat de la modelarea Matlab a invertorului în semipunte, model care a fost prezentat anterior, continuând cu implementarea practică a acestuia şi analiza funcţionării la diferite frecvenţe de comutaţie în scopul îmbunătăţirii performanţelor acestuia

Schema bloc a circuitului analizat este prezentată în figura următoare:

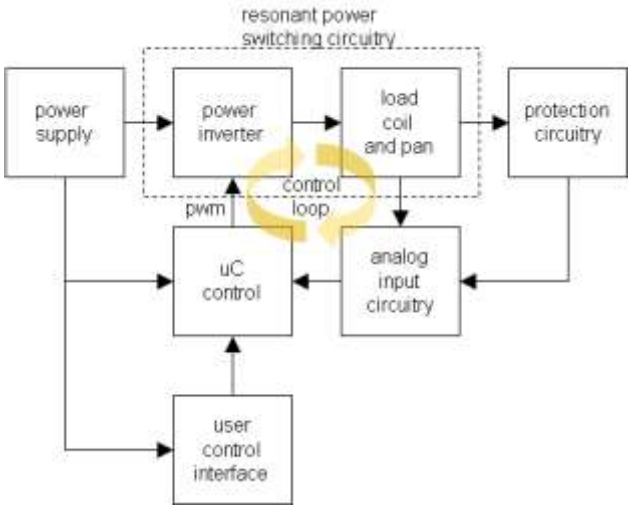


Figura 2. 50 Schema bloc a invertorului analizat

Etajul de putere a invertorului rezonant, în varianta semipunte şi in varianta de cost redus, este prezentat mai jos:

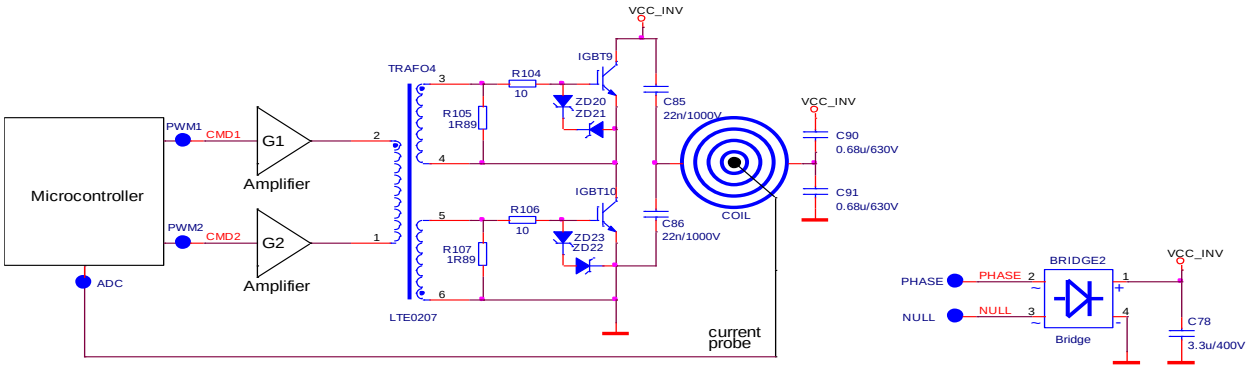


Figura 2. 51 Schema blocului de putere a invertorului în semipunte

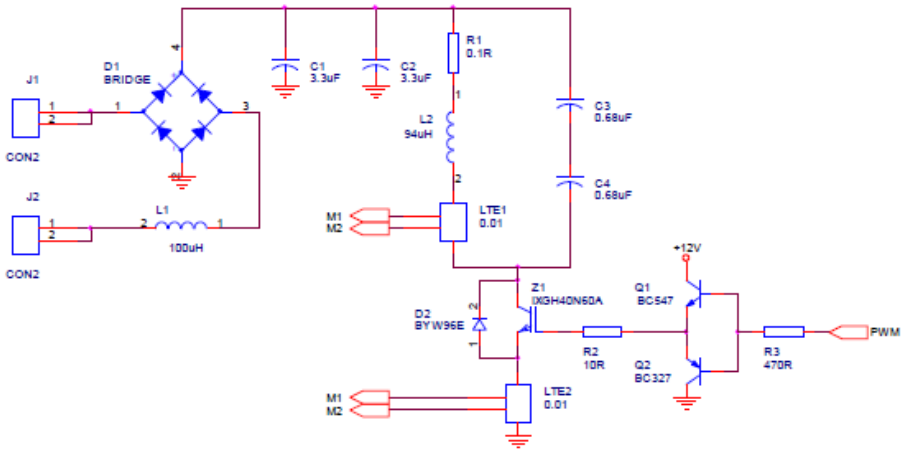


Figura 2. 52 Schema blocului de putere a invertorului cvasirezonant

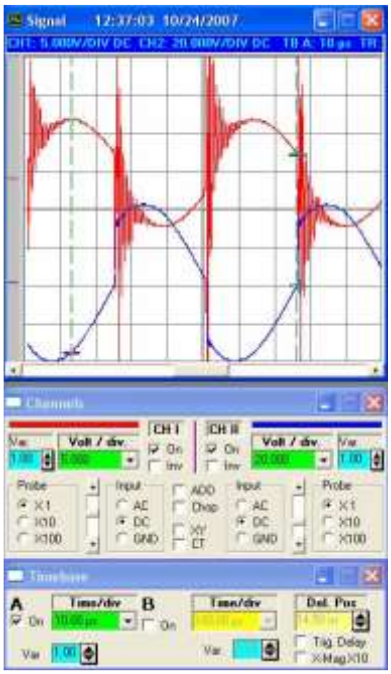


Figura 2. 52 Formele de undă ale curentului (rosu) şi ale tensiunii pe sarcină (albastru) (baza de timp 10us)

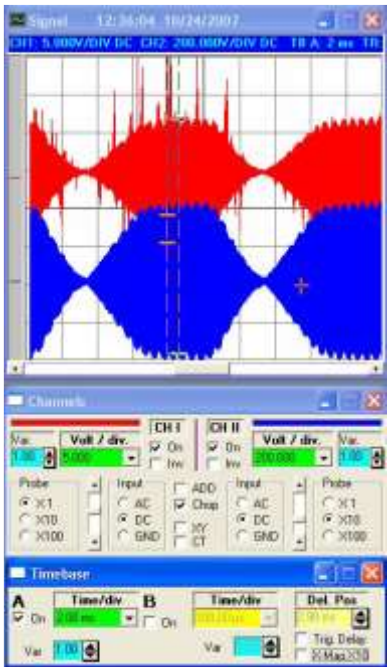


Figura 2. 53 Formele de undă ale curentului (rosu) şi ale tensiunii pe sarcină (albastru) (baza de timp 2ms)

Concluzii

Acest capitol tratează modelarea invertoarelor rezonante în punte sau semipunte. În fucţie de natura circuitului de sarcină, comportamentul acestora este diferit. Din punct de vedere a comenzii acestor invertoare, comanda sincronă oferă un transfer maxim de putere sarcinii şi totodată datorită comutaţiei la tensiune ori curent zero se reduc pierderile la comutaţia dispozitivelor de putere. Reglarea puterii în sarcină se poate realiza printr-o comandă asincronă cu trecerile prin zero ale curentului ori tensiunii, în funcţie de raportul dintre frecvenţa de comutaţie şi frecvenţa de rezonanţă a circuitului de sarcină. O altă mărime ce prezintă un interes în analiza şi dimensionarea unor astfel de invertoare o reprezintă factorul de calitate al circuitului RLC. Un factor de calitate ridicat, asigura o eficienţă ridicată a invertorului rezonant.

Modelarea corectă a acestor circuite poate duce la o evaluare exactă a valorilor mărimilor de interes în timpul funcţionării, ceea ce duce la o dimensionare corectă a componentelor şi la un algoritm de control eficient în funcţie de aplicaţia dată. Datorită puterilor relativ mari la care astfel de circuite se proiectează şi a frecvenţelor ridicate ce se impun la ora actuală, utilizarea unor controllere pe partea de comandă este pe lângă o

necesitate şi o soluţie atractivă datorată preţului de cost tot mai scăzut şi a multiplelor metode de comandă şi reglaj ce pot fi implementate.

Ca direcţii viitoare de dezvoltare autorul îşi propune dezvoltarea si îmbunătăţirea modelelor realizate, precum şi introducerea unui circuit de control adaptiv, eventual prin utilizarea unor circuite PLL digitale, pentru adaptarea frecvenţei de comutaţie în funcţie de frecvenţa proprie de rezonanţă a circuitului.

3. Modelarea şi proiectarea sistemelor de distribuţie a alimentării pe plachetele electronice

În cadrul acestei direcţii de cercetare se prezintă o metodă de modelare a plachetelor electronice cu circuit imprimat, în scopul determinării problemelor de integritate a alimentării circuitelor existente pe plachetă.

Odată cu creşterea complexităţii sistemelor, cu reducerea nivelurilor tensiunilor de alimentare şi cu mărirea frecvenţelor la care se prelucrează semnalele, trebuie să se acorde o atenţie deosebită aspectelor legate de integritatea alimentării. În cazul cel mai defavorabil când toate circuitele comută simultan, fluctuaţiile de tensiune se suprapun în acelaşi moment şi în perechile de plane se creează un zgomot de comutare simultană. În circuitele digitale, tensiunea de zgomot din structurile de alimentare reprezintă un efect nedorit. Atunci când un curent care variază în timp, ca de exemplu curentul de comutaţie care apare pe durata unei tranziţii logice, se închide prin structura de alimentare. Totuşi, o problemă importantă a acestei structuri de alimentare o constituie comportamentul acesteia ca şi un ghid de undă a cărui frecvenţă de rezonanţă este determinată de valoarea permitivităţii relative a materialului dielectric din structura de alimentare şi de dimensiunea acesteia. Transmiterea unui semnal creează o undă electromagnetică care se propagă prin structura de alimentare. La marginile plachetei electronice, o parte din undă este reflectată în PCB, iar restul undei este radiată în afară. Deoarece materialul dielectric şi pierderile prin cupru nu pot atenua imediat aceste unde, undele reflectate pot forma rezonanţe la anumite frecvenţe.

Cercetările mele în acest domeniu au început cu anii 2002-2005, când am publicat primele lucrări privind modelarea circuitelor imprimate, *Modelling of Printed Circuit Traces (2002)* şi *Graphical Method for Crosstalk Estimation on Digital PCB (2005)*. În anul 2007, am publicat lucrarea *Characterization of Spiral Planar Inductors Built on Printed Circuit Boards*, iar pe baza experienţei acumulate am început cercetările în domeniul modelării Matlab a planelor de alimentare de pe plachetele electronice ăn scopul analizei integrităţii alimentării.

Rezultatele acestor cercetări au fost concretizate ulterior într-un capitol de teză de doctorat şi intr-un număr de alte patru lucrări ştiinţifice, din care una, *Why the mounting inductance is important in designing a Power Distribution Network?* A fost premiată la

conferinta The 21st IEEE International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2015.

În cele ce urmează se va prezenta metodologia de realizare a modelelor Matlab, modele care includ toate elementele care contribuie la apariţia, respectiv reducerea, acestor fenomene de integritate a alimentării şi rezultatele obţinute în cadrul acestui studiu. S-au realizat atât modele 2D, în scopul determinării frecvenţelor proprii de rezonanţă ale sistemului de plane de alimentare, cât şi modele 3D, în scopul vizualizării zgomotului ce afectează tensiunea de alimentare şi determinarea punctelor de pe planul de alimentare în care acesta are valori critice.

3.1. Modele cu elemente de circuit concentrate

Modelul cu elemente de circuit concentrate utilizează un număr de elemente conectate care permit estimarea graficului impedanţei Z a unui sistem de distribuţie a alimentării (*eng:* Power Delivery Network – PDN). Acest tip de modelare oferă o analiză rapidă a sistemului, deoarece concentrează impedanţa sistemului de distribuţie a alimentării într-un singur element. De asemenea, este important de amintit că acest gen de modelare este limitată deoarece ignoră amplasamentul condensatoarelor de decuplare, al circuitelor integrate şi implicit inductanţa care apare la montarea acestora.

Topologia modelului cu elemente de circuit concentrate a unui PDN, înglobează modelul electric al modulului de stabilizare a tensiunii (VRM- Voltage Regulator Module), modelul electric al condensatoarelor de decuplare conectate în paralel şi capacitatea perechii de plane, [64][65]. Această topologie este prezentată în Figura 3.1, [64][65].

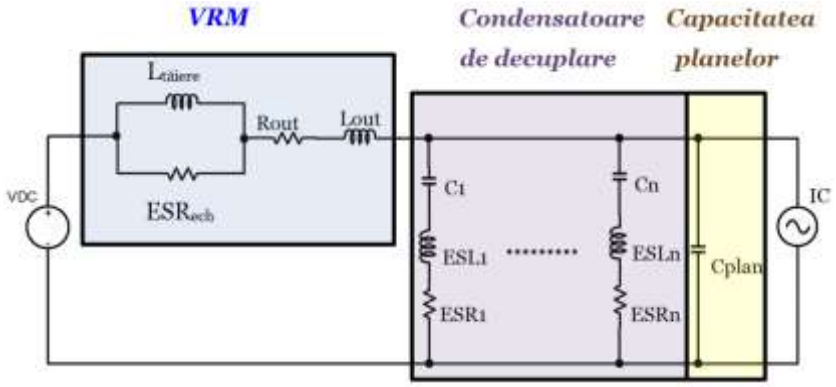


Figura 3.1 *Topologia modelului cu elemente de circuit concentrate.*

3.1.1 Modelul VRM

Modelul SPICE echivalent al unui modul de stabilizare a tensiunii (VRM) este prezentat în figura următoare.

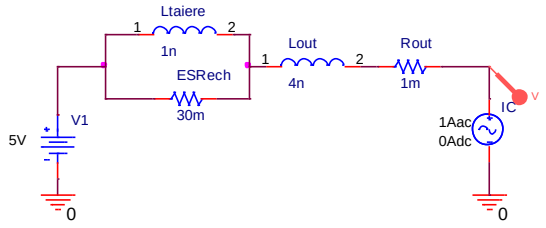


Figura 3.2 *Circuitul SPICE echivalent pentru VRM.*

Graficul impedanţei unui astfel de sistem este prezentat în

Figura ***3.3***.

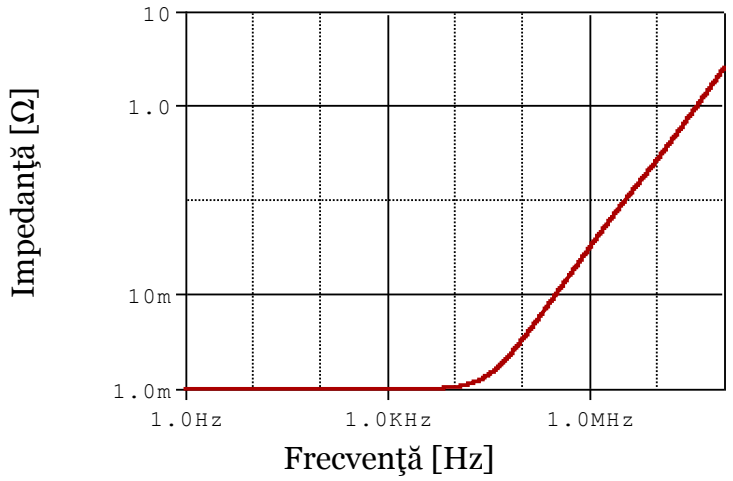


Figura 3.3 *Impedanţa VRM– SPICE.*

În domeniul frecvenţelor mici, până la aproximativ 10kHz, valoarea impedanţei este redusă şi egală cu valoarea rezistenţei de ieşire R_{out}. La frecvenţe mari, peste 10kHz, aceasta începe să crească datorită inductanţei L_{out}.

3.1.2 Modelul condensatoarelor de decuplare

Pentru exemplificarea modelului şi a impedanţei echivalente s-a ales decuplarea cu patru condensatoare cu frecvenţe proprii de rezonanţă diferite, acoperind intervalul [1MHz, 200MHz]. Valorile parametrilor condensatoarelor s-au cules din datele de catalog şi sunt prezentate în Tabelul 3.1.

Tabelul 3.1 *Tipul de condensatoare de decuplare utilizate, cu parametrii şi frecvenţele de rezonanţă.*

	C **[nF]**	***ESR*** **[mΩ]**	***ESL*** **[nH]**	***SRF*** **[MHz]**	
C1	470	12	0.6	9.47	●
C2	47	36	0.6	29.98	●
C3	5.6	108	0.6	86.87	●
C4	1.2	257	0.6	187.33	●

Circuitul electric echivalent SPICE al celor patru condensatoare de decuplare conectate în paralel este prezentat în Figura 3.4. De asemenea, a fost implementat câte un circuit electric echivalent SPICE pentru fiecare tip de condensator.

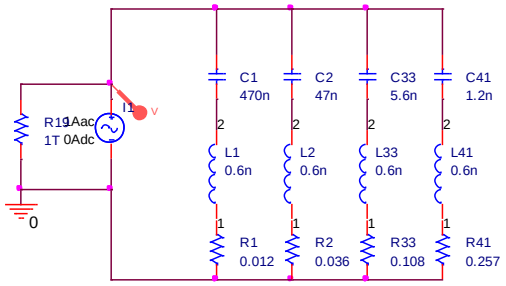


Figura 3.4 *Circuitul SPICE echivalent al celor patru condensatoare conectate în paralel.*

Graficele impedanţei fiecărui condensator şi a impedanţei echivalente a tuturor condensatoarelor conectate în paralel sunt prezentate în figura 2.5.

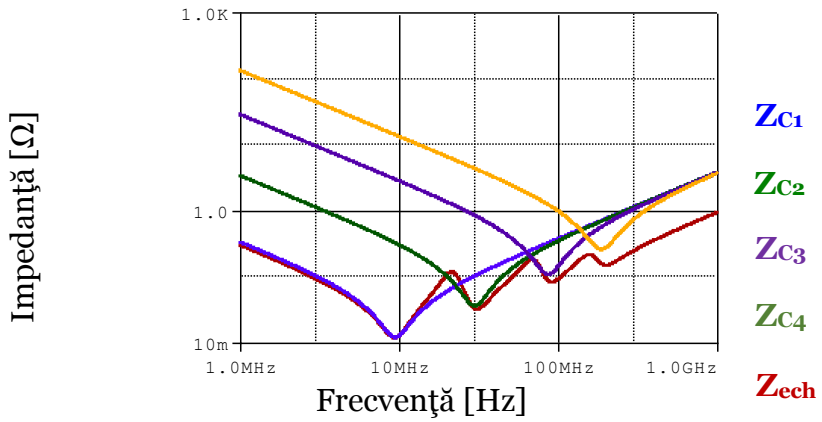


Figura 2.5 *Impedanţele fiecărui condensator şi impedanţa echivalentă a tuturor condensatoarelor conectate în paralel – SPICE.*

Analizând graficele impedanţelor Z_{C1}, Z_{C2}, Z_{C3} şi Z_{C4} din

Figura *2.5*, se poate constata că la frecvenţele proprii de rezonanţă a căror valoare numerică este afişată în Tabelul 3.1, valoarea impedanţei este minimă şi egală cu valoarea ESR a fiecărui condensator. În cazul impedanţei Z_{ech}, valoarea acesteia este determinată de parametrii tuturor condensatoarelor. Astfel, la intersecţia graficului impedanţei fiecărui condensator se creează un vârf de maxim al impedanţei. Vârful de minim se creează la frecvenţa proprie de rezonanţă a fiecărui condensator şi ia valoarea ESR a acestora.

Modelul electric al condensatoarelor de decuplare este utilizat în cadrul prezentării modelului cu elemente de circuit distribuite şi a modelului bazat pe funcţii analitice.

3.1.3 Modelul perechii de plane

Conform acestei topologii, perechea de plane se modelează ca un singur condensator a cărui capacitate se calculează conform relaţiei, [64]:

$$C_{plan} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r ab}{d} [F], \tag{3.1}$$

unde a şi b reprezintă dimensiunile laterale ale perechii de plane, d este grosimea materialului dielectric, iar $\varepsilon_0 \varepsilon_r$ este permitivitatea electrică.

În cazul exemplului din Figura 3.6, perechea de plane a fost modelată cu ajutorul condensatorului C_{plan}. De asemenea, în aceeaşi figură sunt afişaţi şi parametrii perechii de plane: a=*32*cm, b=*16*cm, d=*254*μm, ε_R=*4.7*.

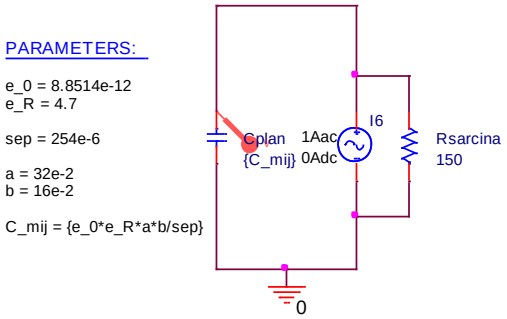


Figura 3.6 *Circuitul SPICE echivalent al perechii de plane.*

Graficul din figura 3.7 prezintă impedanţa perechii de plane rezultată prin simularea în domeniul frecvenţă a circuitului din Figura 3.6.

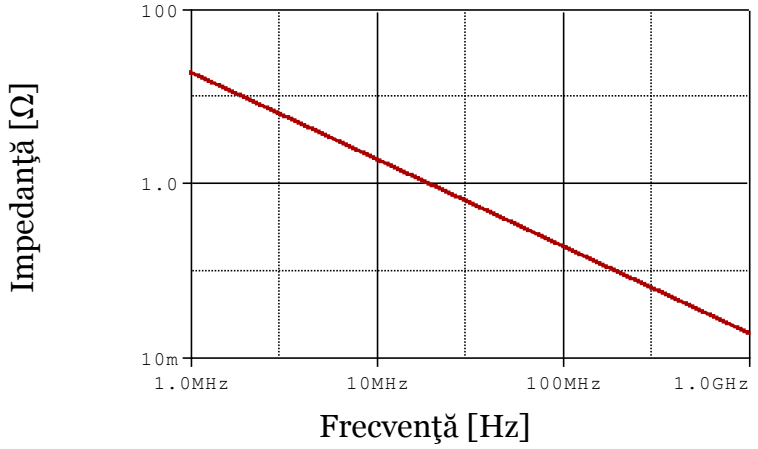


Figura 3.7 *Impedanţa perechii de plane modelată cu condensatorul C_{plan} – SPICE.*

3.1.4 Modelarea SPICE a unui PDN

S-a modelat în SPICE circuitul electric echivalent al unui sistem de distribuţie a alimentării utilizând topologia modelului cu elemente de circuite concentrate prezentată în Figura 3.1. Presupunând că o sursă de curent AC cu amplitudinea 1A este conectată la perechea de plane a unei plachete electronice cu dimensiunile *32*cm *× 16*cm, valoarea tensiunii măsurate la bornele acestei surse este egală cu valoarea impedanţei în punctul respectiv, adică $Z_{PDN}=V_{I1}/I_1$.

Prin proiectare, se doreşte ca tensiunea de zgomot maxim admisă să reprezinte maxim ±5% din tensiunea de alimentare de 5V, rezultând astfel că impedanţa PDN trebuie menţinută sub 250mΩ pe tot intervalul de frecvenţe. Circuitele echivalente SPICE, fără condensatoare de decuplare şi cu condensatoare de decuplare, au fost simulate în domeniul frecvenţă.

Circuitul SPICE echivalent al unui PDN, fără condensatoarele de decuplare, este prezentat în Figura 3.8 [22].

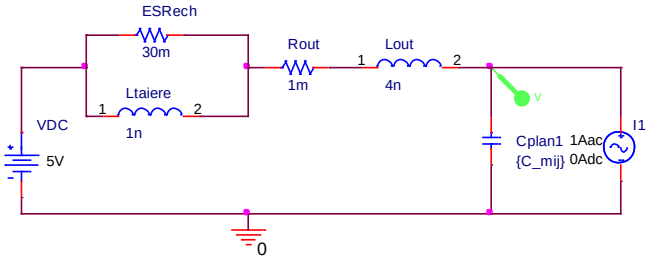


Figura 3.8 *Circuitul SPICE echivalent al unui PDN fără condensatoare de decuplare.*

[22] Fizesan, Raul; **Pop, Ovidiu**; Taut, Adrian, Why the mounting inductance is important in designing a Power Distribution Network?, Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2015 IEEE 21st International Symposium for , 2015 , Pages: 191 - 194

Circuitul SPICE echivalent al unui PDN, cu condensatoarele de decuplare, este prezentat în Figura 3.9.

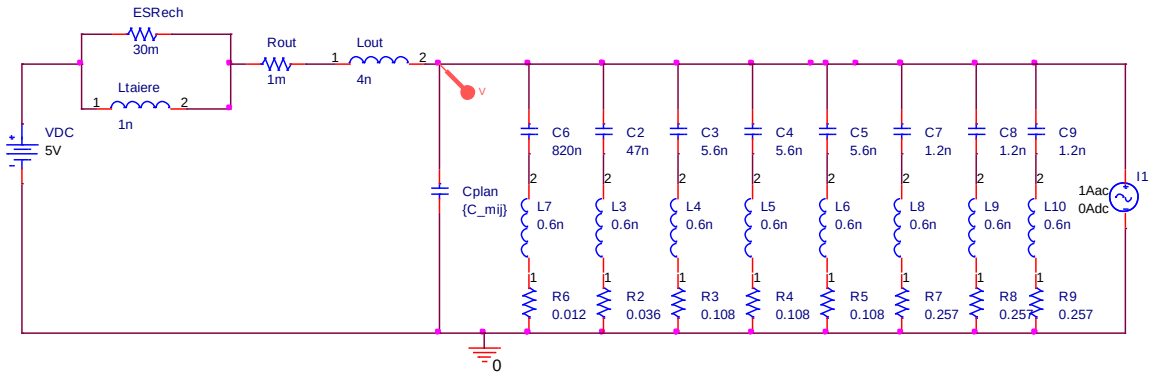


Figura 3.9 *Circuitul SPICE echivalent al unui PDN dimensionat cu condensatoare de decuplare.*

Graficul din figura 3.10 prezintă impedanţa proprie, înainte şi după ataşarea condensatoarelor de decuplare. Pe acelaşi grafic s-a afişat şi impedanţa target.

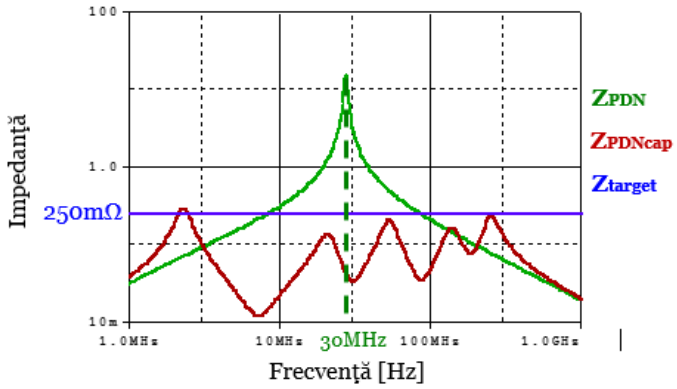


Figura 3.10 *Impedanţa proprie, cu (Z_{PDNcap}) şi fără (Z_{PDN}) condensatoare de decuplare – SPICE*

.

Analizând graficul impedanţei Z_{PDN} din figura 3.10, se poate constata că la frecvenţa de 30MHz, valoarea impedanţei PDN (11Ω), fără condensatoarele de decuplare, depăşeşte valoarea impedanţei target, adică 250mΩ. Peste această frecvenţă, se observă că impedanţa scade monoton, fără ca acest tip de analiză să mai surprindă şi alte moduri de rezonanţă determinate de perechea de plane. După utilizarea condensatoarelor de decuplare, Z_{PDNcap} se menţine sub Z_{target} pe tot intervalul de frecvenţă analizat.

Analizând cele prezentate mai sus se pot trage următoarele concluzii cu privire la modelul cu elemente de circuit concentrate:

- Oferă proiectantului unui PDN şansa de a dispune de o analiză rapidă a sistemului;
- Este limitat deoarece ignoră amplasamentul condensatoarelor de decuplare, al circuitelor integrate şi implicit inductanţa care apare la montarea acestora;

- Este inadecvat la frecvenţe *peste 200MHz* deoarece nu surprinde şi modurile de rezonanţă ale perechii de plane;
- Pentru a cuprinde în analiză efecte ce ţin de locul de amplasare al condensatoarelor de decuplare, numărul de circuite integrate, pierderile datorate materialului dielectric, este necesară o metodă de analiză mai complexă: modelul cu elemente de circuit distribuite şi/sau modelul bazat pe funcţii analitice.

3.2 Modele cu elemente de circuit distribuite

Pe parcursul cercetărilor privind integritatea alimentării, s-au dezvoltat metode de analiză care includ şi efectul elementelor de circuit distribuite, deci şi *modurile de rezonanţă ale perechilor de plane*, [66]. În aceste metode se foloseşte modelarea celulelor unitate cu componente RLCG, [69][70][71][72] [73]. Un avantaj al modelelor cu elemente de circuit distribuite este acela că acestea pot fi simulate folosind medii de simulare convenţionale, gen SPICE. Totuşi, dacă perechea de plane este discretizată cu un număr mare de celule, creşte complexitatea circuitului echivalent şi concomitent cu acesta şi timpul de simulare.

Pornind de la modelarea utilizând celulele unitate cu componente RLCG, s-a dezvoltat o metodă hibridă care combină metoda FDM (*eng:* Finitte Difference Method) cu modelarea cu componente RLCG prin convertirea matricei de ecuaţii FDM într-un circuit echivalent. În final, acest circuit echivalent s-a implementat şi analizat în SPICE [24].

Circuitul echivalent al unei perechi de plane

Reprezentarea celulelor unitate într-o pereche de plane discretizate pe baza celulelor unitate T permite extragerea unui circuit echivalent al perechii de plane discretizate precum cel din Figura 3.111.

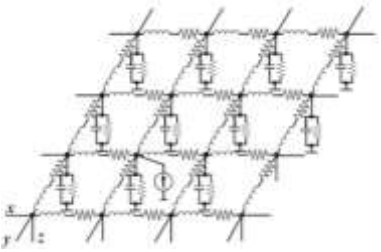


Figura 3.111 *Circuitul electric echivalent al unei perechi de plane. Sursa de curent reprezintă curentul de comutare al unui dispozitiv activ.*

Pe direcţiile (x,y) ale secţiunilor circuitului electric echivalent, celulele sunt reprezentate printr-o inductanţă în serie cu o rezistenţă dependentă de frecvenţă. Pe

direcţia *z,* celulele sunt reprezentate printr-o capacitate în paralel cu o conductanţă, dependentă şi aceasta de frecvenţă. Curentul care variază, dependent de cererile dispozitivelor active, este reprezentat de o sursă de curent conectată la perechea de plane.

3.2.1 Aplicarea metodei diferenţei finite în SPICE şi analiza comportamentală a unui PDN

Cu scopul aplicării celor descrise în paragrafele anterioare, s-a considerat următoarea situaţie [24]:

- o pereche de plane cu dimensiunile laterale *a=32*cm, *b=16*cm, cu grosimea materialului dielectric *d=254*μm şi constanta dielectrică cu valoarea $\varepsilon_r=4.7$;
- tensiunea de alimentare VCC=5V, cu o toleranţă t=5%;
- s-au definit portul P1 la coordonatele *(0,0)*cm, portul P2 la coordonatele *(32,0)*cm şi modulul VRM a fost conectat la coordonatele (32, 16)cm;

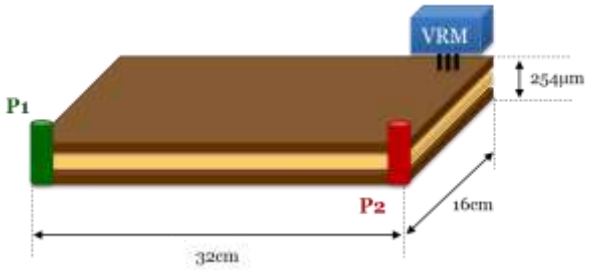


Figura 3.12 *Pozitionarea porturilor P1, P2 şi a modulului VRM, definite pe o pereche de plane.*

Circuitul SPICE echivalent al unui sistem de distribuţie a alimentării, fără condensatoare de decuplare este prezentat în Figura 3.132.

În portul (**P1**) s-a conectat o sursă de curent AC, cu amplitudinea de 1A, iar impedanţa de transfer, Z_{12}, a fost măsurată în colţul opus (**P2**).

Comparativ cu metoda elementelor de circuit concentrate, pentru a surprinde modurile de rezonanţe determinate de perechea de plane, s-a înlocuit condensatorul C_{plan} din Figura 3.8 cu circuitul electric echivalent al unei perechi de plane, cu o variantă de discretizare formată din celule unitate T, pătratice sau dreptunghiulare. În acest tip de modelare s-au ignorat pierderile materialului dielectric.

[24] Raul Fizesan , **Ovidiu Pop**, Parameterized PI SPICE platforms for AC and Time-Domain Simulations, 49th International Universities' Power Engineering Conference, Cluj-Napoca, Romania, 2014, ISBN: 978-1-4799-6556-4

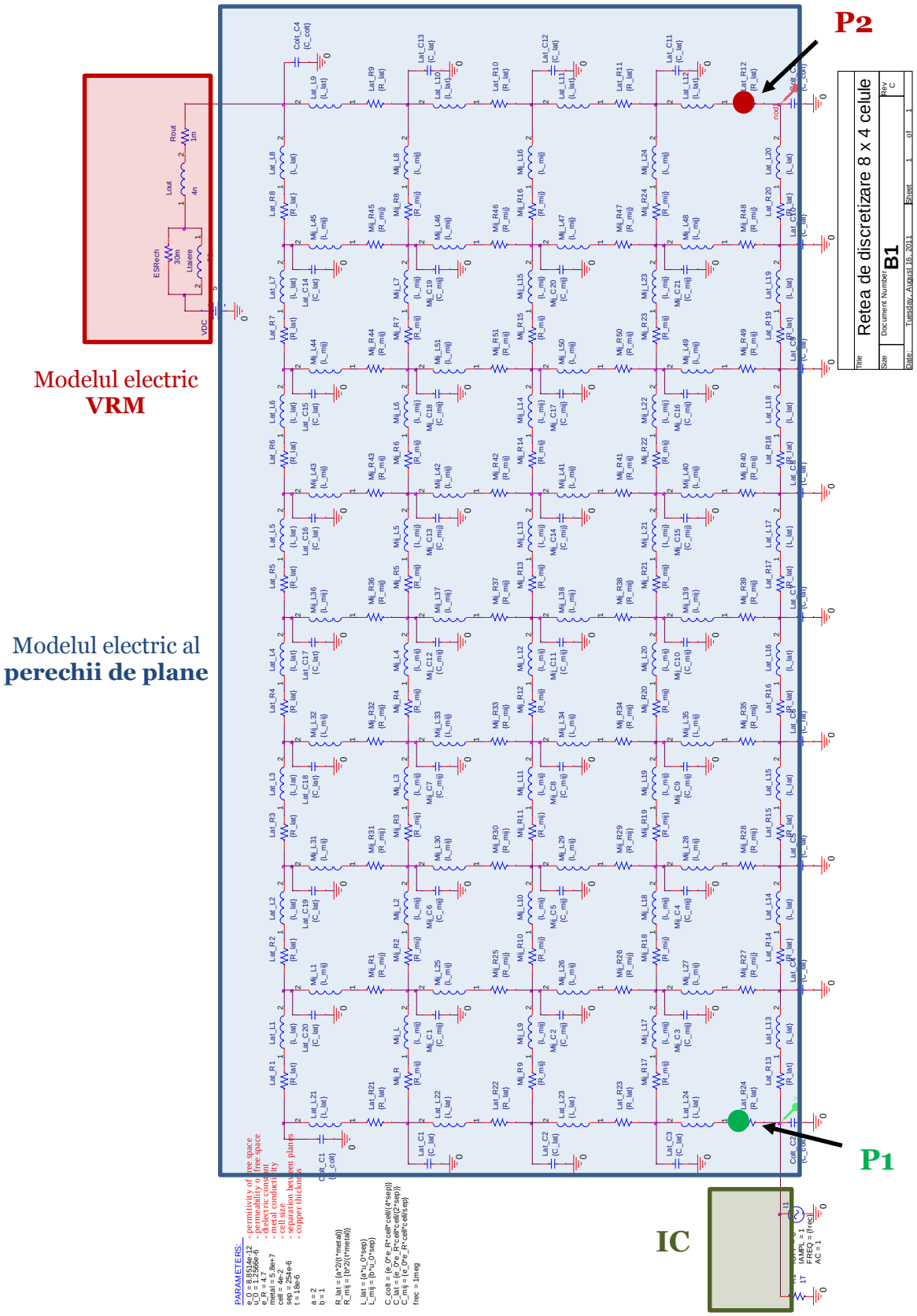


Figura 3.133 *Circuitul SPICE echivalent cu 8x4 celule pătratice al unui sistem de distribuţie a alimentării cu perechea de plane modelată cu componente RLC.*

Graficul impedanţei proprii a portului P1, Z_{11}, este prezentat în

Figura *3.14*.

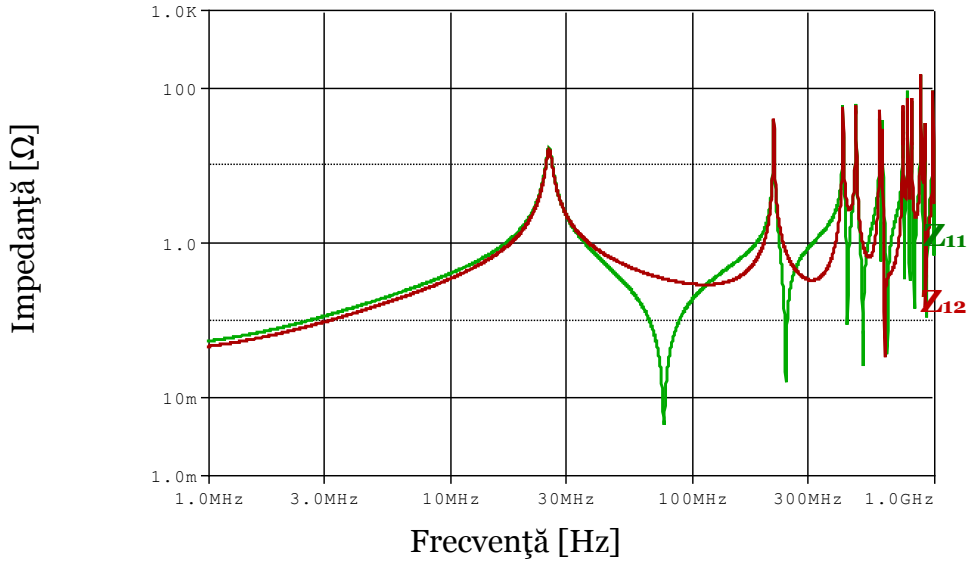


Figura 3.144 *Impedanţa proprie, Z_{11}, şi impedanţa de transfer între P1 şi P2, Z_{12} – SPICE.*

Pe acelaşi grafic, este afişată şi impedanţa de transfer între portul P1 şi portul P2, Z_{12}. Intervalul de frecvenţă s-a ales între (1MHz; 1GHz) pentru a surprinde primele cinci moduri de rezonanţă determinate de perechea de plane. Primul vârf de rezonanţă este determinat de intersecţia graficului impedanţei modului de stabilizare a tensiunii cu graficul impedanţei perechii de plane, iar următoarele vârfuri de rezonanţă sunt determinate de către modurile de rezonanţă ale perechii de plane.

În continuare, s-a calculat frecvenţa de rezonanţă modală de ordin *(k,l)* a perechii de plane. În Tabelul 3.2, s-au prezentat frecvenţele de rezonanţă cuprinse în intervalul [1MHz, 1GHz], atât calculate, cât şi cele obţinute prin simularea circuitului. Diferenţa dintre cele două frecvenţe, $f_{calculată}$ şi f_{SPICE}, comparativ cu valorile frecvenţelor de rezonanţă, care ajung să fie de ordinul megaherţilor, este nesemnificativă.

Tabelul 3.2 Frecvenţele de rezonanţă calculate şi determinate prin simulări SPICE.

Mod	***Calculată [MHz]***	***SPICE [MHz]***
f_{10}	216.0	215.9
f_{01}	432.1	431.9
f_{11}	483.1	483.1
f_{02}	864.3	863.9
f_{12}	890.7	890.4
f_{22}	966.2	966.0

Figura 3.13 prezintă un caz în care a fost simulat un sistem de distribuţie a alimentării căruia i s-a aplicat o sursă AC de curent cu amplitudinea 1A conectată la perechea de plane, într-un singur punct. S-a măsurat impedanţa proprie a portului P1 când acesta a fost mutat la diferite coordonate pe suprafaţa plachetei electronice.

Graficul impedanţei proprii Z_{11} a portului P1 în cazurile în care sursa de curent a fost conectată în punctele de coordonate (0, 0)cm, (0,8)cm, (16,8)cm, respectiv (32,16)cm, este afişat în figura 3.15.

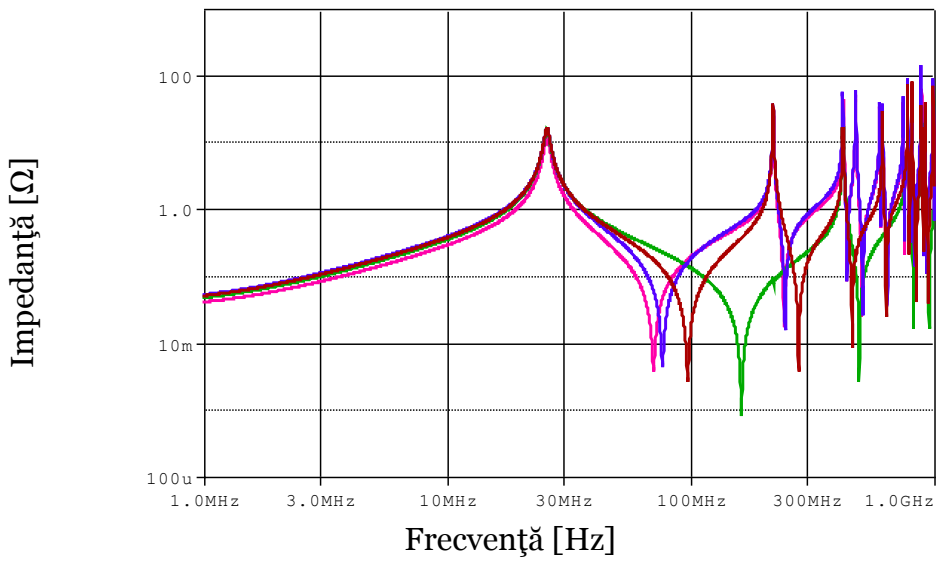


Figura 3.155 *Z_{11} când portul P1 a fost mutat în puncte diferite: a)* ***(0,0)cm****; b)* ***(0,8)cm****; c)* ***(16,8)cm****; d)* ***(32,16)cm*** *– SPICE.*

Se observă că odată cu amplasarea portului P1 la alte coordonate, vârfurile de minim îşi modifică frecvenţa. La frecvenţe sub frecvenţa vârfului determinat de intersecţia graficului impedanţei VRM cu graficul impedanţei perechii de plane, valoarea impedanţei este aceeaşi. Circuitele integrate amplasate în orice zonă pe PCB vor „vedea” acelaşi nivel de tensiune. La frecvenţe înalte, peste frecvenţa primului vârf de rezonanţă, devine importantă poziţionarea circuitelor integrate pe suprafaţa plachetei electronice.

Cu scopul de a analiza diferenţele dintre variantele de discretizare, s-a considerat o structură cu dimensiunile laterale *32*cm $\times$ *16*cm şi parametrii $\mu_0=1.2566\cdot10^{-6}$H/m, $\varepsilon_0=8.8541\cdot10^{-12}$F/m şi $\varepsilon_r=4.7$. S-a implementat circuitul electric echivalent al sistemului de distribuţie a alimentării conform variantelor de discretizare din Tabelul 2.3.

Tabelul 2.3 Variante de discretizare cu diferite tipuri de celule.

Variante de discretizare	*Tipul celulei*	*Dimensiunea celulei*	*Număr celule*	*Număr noduri*
8 x 4 celule	pătratică	4 cm	32	45
16 x 8 celule	pătratică	2 cm	128	153
32 x 16 celule	pătratică	1 cm	512	561
8 x 8 celule	dreptunghiulară	4cm x 2cm	64	81
16 x 16 celule	dreptunghiulară	2cm x 1cm	256	289
32 x 32 celule	dreptunghiulară	1cm x 0.5cm	1024	1089

Graficele impedanţelor proprii Z_{11}, în cazul celor şase variante de discretizare amintite în Tabelul 2.3, este afişat în figura următoare:

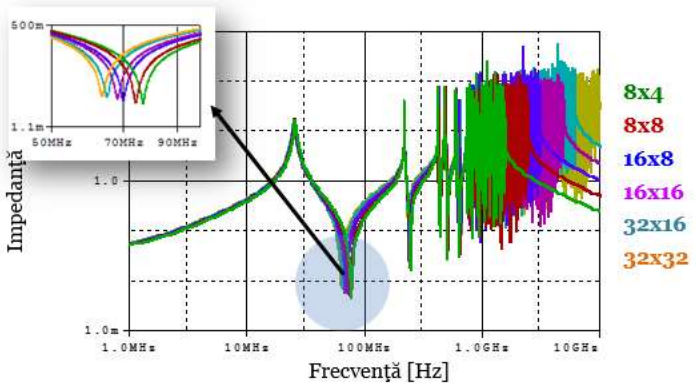


Figura 3.166 *Impedanţa proprie Z_{11}, în cazul celor şase variante de discretizare amintite în Tabelul 2.3.*

Se poate constata că frecvenţele la care apare primul minim se modifică în funcţie de pasul de discretizare. Acest vârf de minim al impedanţei se deplasează spre frecvenţe joase concomitent cu creşterea numărului de celule utilizate în schema de discretizare. De asemenea, se constată că variantele de discretizare cu pas mare sunt ineficiente pentru analizarea unui PDN la frecvenţe înalte. După cum se observă şi în figură, peste o anumită frecvenţă (*2GHz pentru schema 8x4*) modurile de rezonanţă ale perechii de plane nu mai sunt surprinse în graficul impedanţei. Pe baza rezultatelor se poate trage concluzia că pentru a evita creşterea inutilă a nodurilor, şi implicit a timpului de rulare, se pot utiliza variante cu pas mare de discretizare.

Variantele de discretizare cu celule dreptunghiulare duc la reducerea cu aproximativ 50% a numărului de celule necesare pentru a obţine aceleaşi precizii ale rezultatului similar cazului în care s-au utilizat celulele pătratice. Un alt avantaj al discretizării cu

celule dreptunghiulare îl reprezintă şi reducerea numărului de noduri create, însă acest număr nu scade proporţional cu numărul de celule.

3.3 Modele bazate pe funcţii analitice

Conform [77][78], impedanţa proprie şi impedanţa de transfer ale unei perechi de plane pot fi determinate prin serii de expresii dublu infinite dacă numărul de undă este înlocuit de numărul de undă complex sau de constanta de propagare complexă, care includ pierderile din dielectric şi pierderile din conductorii unei perechi de plane de alimentare, [79].

Impedanţa de transfer între două porturi definite pe o pereche de plane, poziţionate la coordonatele (x_s, y_s), în cazul primului port, şi respectiv (x_t, y_t), în cazul celui de al doilea port, poate fi obţinută folosind funcţiile Green, [77] [79] [80], rezultând:

$$Z_{st}(\omega) = j\omega\mu d \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=0}^{\infty} \frac{\chi_{mn}^2}{ab\left(k_{xm}^2+k_{yn}^2 - k^2\right)} f(x_s, y_s, x_t, y_t), \tag{3.2}$$

$$f(x_s, y_s, x_t, y_t) = cos(x_s, y_s, x_t, y_t) \cdot sinc\left(l_{x_s}, l_{y_s}, l_{x_t}, l_{y_t}\right), \tag{3.3}$$

$$cos(x_s, y_s, x_t, y_t) == \cos\left(\frac{m\pi x_s}{a}\right)\cos\left(\frac{n\pi y_s}{b}\right)\cos\left(\frac{m\pi x_t}{a}\right)\cos\left(\frac{n\pi y_t}{b}\right), \tag{3.4}$$

$$sinc\left(l_{x_s}, l_{y_s}, l_{x_t}, l_{y_t}\right) = \\ = \mathrm{sinc}\left(\frac{m\pi l_{x_s}}{2a}\right)\mathrm{sinc}\left(\frac{n\pi l_{y_s}}{2b}\right)\mathrm{sinc}\left(\frac{m\pi l_{x_t}}{2a}\right)\mathrm{sinc}\left(\frac{n\pi l_{y_t}}{2b}\right), \tag{3.5}$$

$$k_{xm}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2, k_{yn}^2 = \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2, \tag{3.6}$$

$$k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} = \omega\sqrt{\varepsilon_r\varepsilon_0\mu_0} = \sqrt{\varepsilon_r}\frac{\omega}{c}. \tag{3.7}$$

χ_{mn} = 1 pentru $m=0$ şi $n=0$; $\sqrt{2}$ pentru $m=0$ sau $n=0$; 2 pentru $m\neq 0$, $n\neq 0$.

În ecuaţiile anterioare, a şi b reprezintă dimensiunile laterale ale perechii de plane, d - distanţa dintre plane, $\omega = 2\pi f$ este frecvenţa unghiulară, k este numărul real de undă, ε_r - constanta dielectrică, μ este permeabilitatea dielectricului $\mu=\mu_0=4\pi\cdot 10^{-7}$, c este viteza luminii, iar (l_{xs}, l_{ys}) şi (l_{xt}, l_{yt}) reprezintă dimensiunile porturilor.

Funcţiile *sin normalizate*, notate cu *sinc(x)*, modelează dimensiunile porturilor. Acestea trebuie să fie mici comparativ cu lungimea de undă la cea mai înaltă frecvenţă de interes. Relaţia corespunzătoare acestora este:

$$\mathrm{sinc}(l) = \frac{\sin(\pi l)}{\pi l}. \tag{3.8}$$

Dimensiunea porturilor este de fapt dimensiunea pinului de alimentare al circuit integrat. Dacă dimensiunea porturilor (de exemplu, pentru FPGA Xilinx, pinul are dimensiunile 1.6mm x 0.6mm) este mică comparativ cu lungimea de undă la cea mai înaltă frecvenţă de interes (de exemplu, pentru f=200MHz, lungimea de undă λ≅150cm), dimensiunea acestuia poate fi ignorată. Prin urmare, funcţiile *sinc* dispar din relaţia *(3.3)*:

$$f(x_s, y_s, x_t, y_t) = \cos\left(\frac{m\pi x_s}{a}\right)\cos\left(\frac{n\pi y_s}{b}\right)\cos\left(\frac{m\pi x_t}{a}\right)\cos\left(\frac{n\pi y_t}{b}\right). \tag{3.9}$$

Dacă două porturi se găsesc la aceleaşi coordonate, adică $x_s = x_t$ şi $y_s = y_t$, se obţine impedanţa proprie a portului de la coordonatele respective, funcţia f simplificându-se la:

$$f(x_s, y_s, x_t, y_t) = \cos\left(\frac{m\pi x_s}{a}\right)^2\cos\left(\frac{n\pi y_s}{b}\right)^2. \tag{3.10}$$

Relaţia *(3.2)* este valabilă pentru situaţii în care se presupune că structura este fără pierderi. Pentru a include în relaţie şi efectul pierderilor sunt prezentate în continuare două metode, [79][80][81].

Prima metodă constă în înlocuirea numărului real de undă k cu un număr complex, K, dat de relaţia (3.11):

$$K = k' - jk'' = \omega\sqrt{\varepsilon_r\varepsilon_0\mu_0} - j\omega\sqrt{\varepsilon_r\varepsilon_0\mu_0}\left(\frac{\tan\delta}{2} + \frac{\delta_s}{2d}\right), \tag{3.11}$$

unde $tan\delta$ reprezintă tangenta unghiului de pierderi a materialului dielectric şi δ_s reprezintă adâncimea de pătrundere a planelor conductoare la o frecvenţă de interes dată de relaţia, [79][80][81].

$$\delta_s = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma_c \mu}}\ [m], \tag{3.12}$$

unde σ_c reprezintă conductivitatea planelor.

A doua metodă constă în înlocuirea numărului real de undă cu o constantă de propagare, γ, [79][80][81].

$$\gamma = j\omega\mu\sqrt{\left(1 - \frac{j(1+j)\delta_s}{h}\right)}(1 - j\tan\delta). \tag{3.13}$$

Expresia pentru constanta de propagare dată în *(3.13)* depinde de frecvenţă, de distanţa dintre cele două plane şi de parametrii materialului. Este independentă de locul

de amplsare, forma şi dimensiunile portului. Această expresie este independentă şi de dimensiunea şi forma planelor conductoare. Impedanţa de transfer şi impedanţa proprie a perechii de plane poate fi exprimată ca: [28],[82]

$$Z_{st}(\omega) = j\omega\mu d \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{m=0}^{\infty} \frac{\chi_{mn}^2}{ab\left(k_{xm}^2+k_{yn}^2+\gamma^2\right)} f(x_s, y_s, x_t, y_t). \tag{3.14}$$

3.4 Implementarea Matlab

În analiza unui sistem de distribuţie a alimentării utilizând modele bazate pe funcţii analitice, s-a implementat în Matlab, pe lângă modelul prezentat în paragraful **Error! eference source not found.**2, şi modelele VRM şi al condensatoarelor de decuplare modelate cu parametrii concentraţi [28].

a) Modelul VRM

Conform modelului electric liniarizat prezentat în paragraful 3.2.1 impedanţa VRM poate fi determinată după relaţia:

$$Z_{VRM} = R_{out} + j\omega L_{out} + \frac{ESR_{ech} \cdot j\omega L_{taiere}}{ESR_{ech} + j\omega L_{taiere}}. \tag{3.15}$$

S-a implementat modelul VRM în Matlab pe baza relaţiei *(3.15)*. Graficul impedanţei VRM obţinut în urma simulării Matlab este prezentat în Figura 3.17.

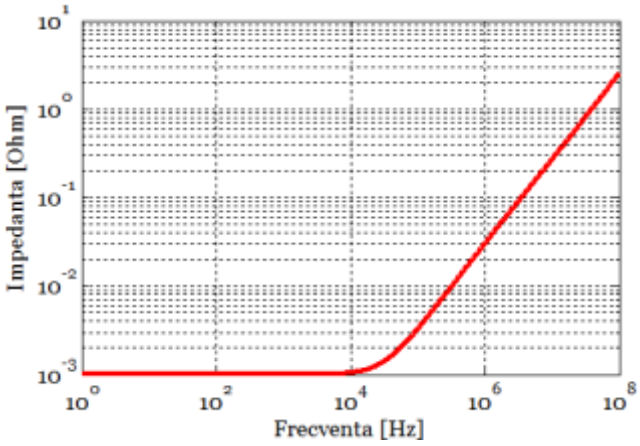


Figura 3.17 *Impedanţa VRM – Matlab.*

[28] Fizesan, Raul; Pitica, Dan; **Pop, Ovidiu**, 2D and 3D representations of the noise in a PCB using analytical methods, Proceedings of the 36th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2013, ISBN 978-1-4799-0036-7, , pag. 419–422

În urma comparării graficului impedanţei din Figura 3.17 cu graficul impedanţei VRM obţinut prin simulare SPICE, figura 3,3, a rezultat că acestea sunt identice. În concluzie, relaţia matematică (3.15) poate fi utilizată în paragrafele următoare pentru a modela un PDN cu funcţii analitice.

b) Modelul condensatoarelor de decuplare

Pe baza relaţiei care descrie impedanţa unui condensator de decuplare, s-a simulat în Matlab un grup de condensatoare conectate în paralel.

Graficul impedanţei echivalente obţinut în urma simulării Matlab a condensatoarelor din Tabelul 3.1 conectate în paralel este prezentat în Figura 3.18.

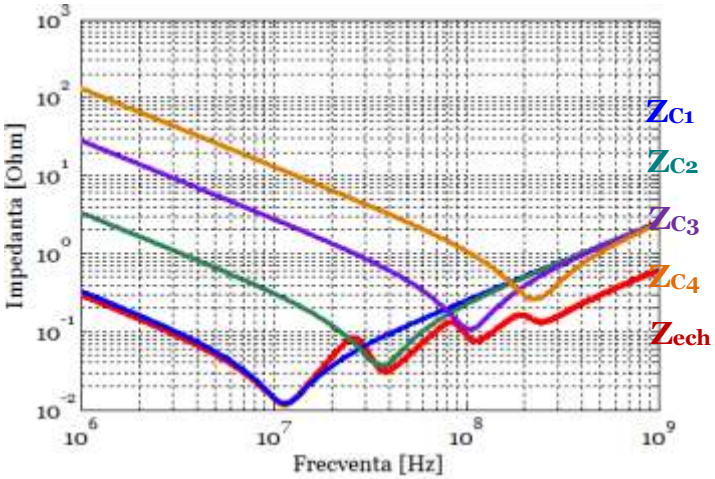


Figura 3.18 *Impedanţele fiecărui condensator şi impedanţa echivalentă a tuturor condensatoarelor conectate în paralel – Matlab.*

c) Modelul perechii de plane

Modelul Matlab al perechii de plane s-a implementat pe baza expresiei analitice descrisă de relaţiile *(3.2)÷(3.11)*.

Pentru exemplificare, s-a utilizat structura din paragraful 3.2.2. Graficul impedanţei proprii a portului P1, Z_{11}, ca rezultat al simulării Matlab, sunt prezentate în Figura 3.19.

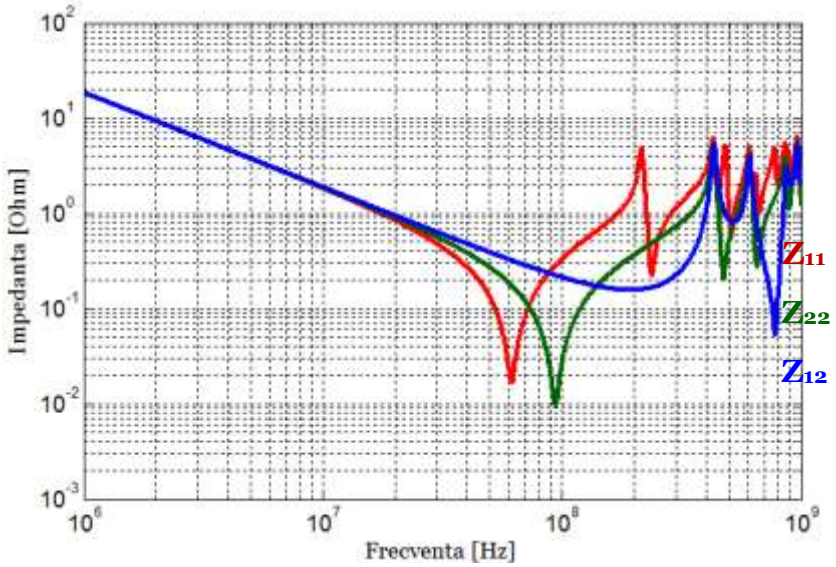


Figura 3.19 *Impedanţa proprie a portului P1, Z_{11}, impedanţa proprie a portului P2, Z_{22}, şi impedanţa de transfer între P1 şi P2, Z_{12} – Matlab.*

Similar rezultatelor SPICE, vârfurile de rezonanţă sunt determinate de către modurile de rezonanţă ale perechii de plane.

Odată obţinute graficele impedanţelor, Z_{11}, Z_{22}, Z_{12}, cu ajutorul modelului Matlab, s-au comparat cele trei metode prezentate: cu număr de undă real, număr de undă complex şi constanta de propagare complexă. Rezultatele obţinute sunt prezentate în Figura 3.17.

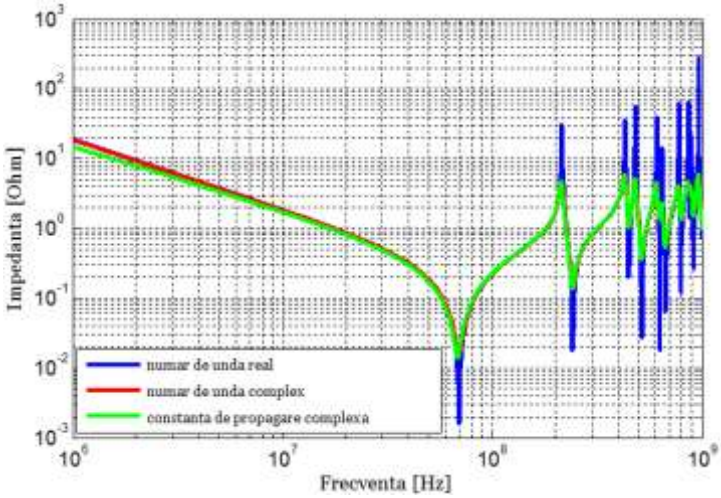


Figura 3.17 *Compararea metodelor: cu număr de undă real, număr de undă complex şi constanta de propagare complex.*

Se observă că la frecvenţe joase, până în 10MHz, există o diferenţă între prima metodă şi următoarele două metode. Prin înlocuirea numărului de undă real cu constanta de propagare complexă sau cu numărul de undă complex, se reduc valorile vârfurilor de rezonanţă. În Figura 3.170, impedanţa la frecvenţele de rezonanţă, ajunge de la 1000Ω (*cu numărul de undă real*) la aproximativ 10Ω (*celelalte două cazuri*). De asemenea, se

observă o diferenţă între valoarea impedanţei la frecvenţa 1MHz, 10Ω, şi scade pe măsură ce se apropie de 10MHz. Această diferenţă apare între impedanţa obţinută prin înlocuirea numărului de undă real cu constanta de propagare complexă şi celelalte două impedanţe. Deoarece în acest interval de frecvenţă acţionează modulul de stabilizare a tensiunii de alimentare, această diferenţă poate fi considerată nesemnificativă.

d) Modelul Matlab al unui PDN

Pe baza celor prezentate mai sus, s-a implementat modelul Matlab al unui PDN. Modelul combină cele trei impedanţe: impedanţa VRM, impedanţa condensatoarelor de decuplare şi impedanţa perechii de plane.

Primul pas în analiza unui sistem de distribuţie a alimentării este de a determina dacă impedanţa proprie a portului, Z_{11}, este sau nu menţinută sub impedanţa target până la o anumită frecvenţă de interes. Pentru această analiză, s-a implementat un model Matlab de calcul şi afişare a impedanţei Z_{11} fără condensatoare de decuplare. Structurii utilizate mai sus, i s-a adăugat un modul de stabilizare a tensiunii.

Graficul impedanţei proprii, după ataşarea modului VRM este prezentat în figura 3.21. Pe acelaşi grafic s-au afişat şi impedanţa VRM şi impedanţa perechii de plane.

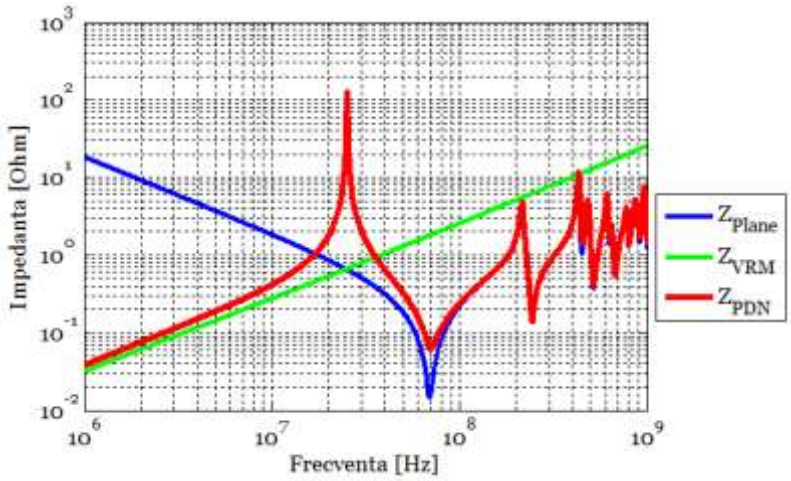


Figura 3.181 *Impedanţa proprie a portului P1, Z_{PDN}, impedanţa VRM şi impedanţa perechii de plane - Matlab.*

Se observă că la frecvenţe joase, până la aproximativ 1MHz, impedanţa PDN–ului este determinată de către modulul de stabilizare a tensiunii. Peste această frecvenţă, această impedanţă este determinată de către perechea de plane. La intersecţia graficului impedanţei VRM cu graficul impedanţei perechii de plane, mai exact la frecvenţa de 20MHz, se creează un vârf maxim de impedanţă sau vârf de rezonanţă. Vârful de minim imediat următor acestui vârf de rezonanţă este determinat de perechea de plane.

Următorul pas a fost implementarea unui model Matlab de calcul şi afişare a impedanţei PDN după ce sistemului de distribuţie i s-au ataşat condensatoare de decuplare. Cu scopul de a prezenta aplicabilitatea acestui model, s-a adăugat sistemului de distribuţie a alimentării un condensator cu parametrii: C=100nF, ESL=0.4nH şi ESR=14mΩ.

Graficul impedanţei proprii Z_{11}, după ataşarea condensatorului de decuplare, este afişat în Figura 3.192.

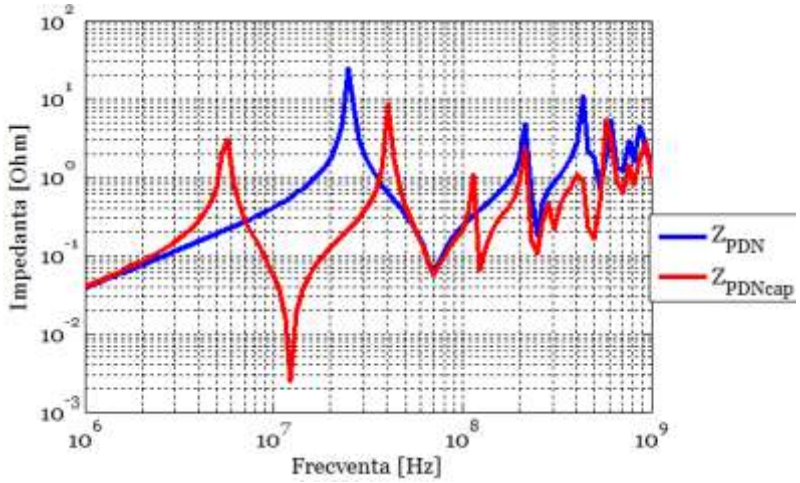


Figura 3.192 *Impedanţa proprie a portului P1, cu (Z_{PDNcap}) şi fără (Z_{PDN}) condensatoare de decuplare – Matlab.*

La intersecţia graficului impedanţei PDN cu graficul impedanţei condensatorului de decuplare, mai exact la frecvenţa de 5MHz, se creează un vârf maxim de impedanţă sau vârf de rezonanţă. Vârful de minim imediat următor acestui vârf de rezonanţă este egal cu valoarea rezistenţei serie echivalente a condensatorului, şi anume cu 14mΩ. Valoarea vârfului de rezonanţă creat anterior la frecvenţa de 20MHz (Z_{PDN}) este redusă după ataşarea condensatorului de decuplare şi de asemenea, deplasat spre dreapta, la frecvenţe mai înalte (Z_{PDNcap}).

Principalul avantaj al modelării analitice comparativ cu modelarea SPICE a circuitului electric echivalent îl reprezintă afişarea bidimensională (*2D*) şi tridimensională (*3D*) a distribuţiei de tensiune între perechea de plane pentru o anumită frecvenţă din intervalul de frecvenţe analizat. Cu ajutorul relaţiei *(3.2)*, structura de plane este segmentată pe direcţiile *(x,y)* în secţiuni (celule) pătratice, aşa cum este prezentat în Figura 3.203. [28]

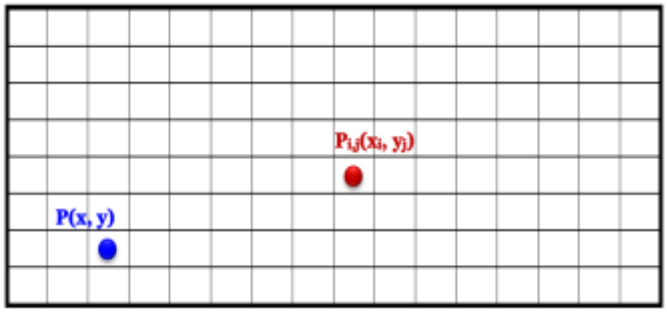


Figura 3.20 *Segmentarea structurii de plane în secţiuni pătratice.*

Distribuţia de tensiune este calculată pentru o singură frecvenţă din intervalul de interes, în funcţie de impedanţa de transfer obţinută între un port activ fix P, poziţionat la coordonatele *(x,y)* şi un port pasiv mobil $P_{i,j}$ poziţionat la coordonatele (x_i,y_j).

Pentru exemplificarea acestui tip de distribuţie, s-a utilizat structura prezentată în paragraful 3.2.11. S-a ales frecvenţa 483.1MHz, reprezentând frecvenţa de rezonanţă f_{11} din Tabelul 3.2. De asemenea, au fost alese două valori diferite ale dimensiunii secţiunilor: 4cm şi 0.1cm.

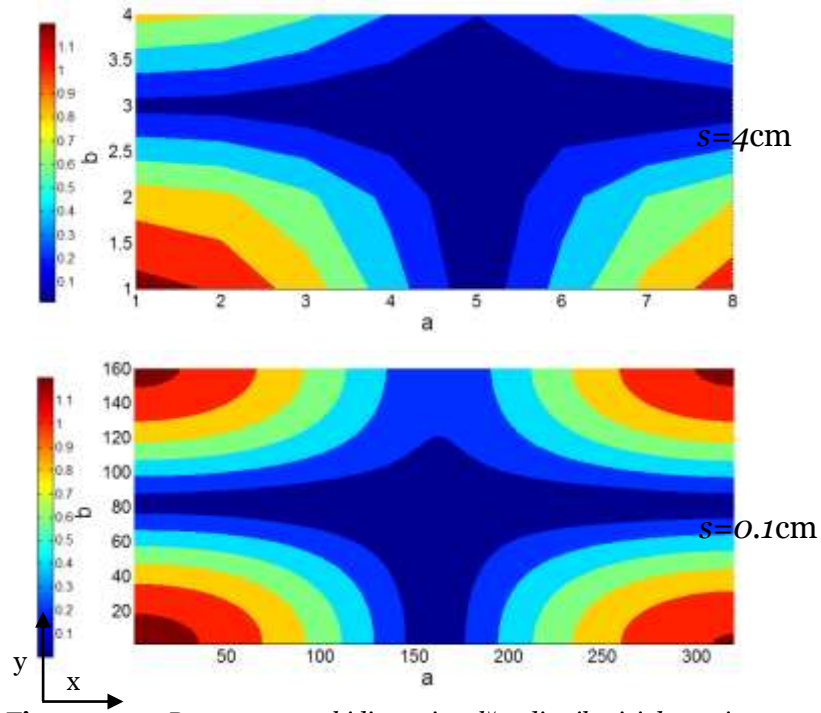


Figura 3.214 *Reprezentarea bidimensională a distribuţiei de tensiune.*

Reprezentarea bidimensională a distribuţiei de tensiune pe suprafaţa perechea de plane, este afişată în Figura 3.214.

Tensiunea de zgomot este reprezentată într-un plan *(x,y)*, pe axa x fiind reprezentată latura a, iar pe axa y fiind reprezentată latura b a perechii de plane. Valorile dimensiunilor laturilor reprezentate pe axele (*x, y*) sunt normate la valorile *(a/s, b/s)*, unde *s* reprezintă

dimensiunea secţiunii. În cazul distribuţiei 3D (Figura 3.225), pe direcţia z, este reprezentat nivelul de tensiune. În ambele cazuri, se reprezintă nivelul tensiunii de zgomot. Valorile acestor niveluri sunt stabilite de bara de culori din partea stângă a figurilor.

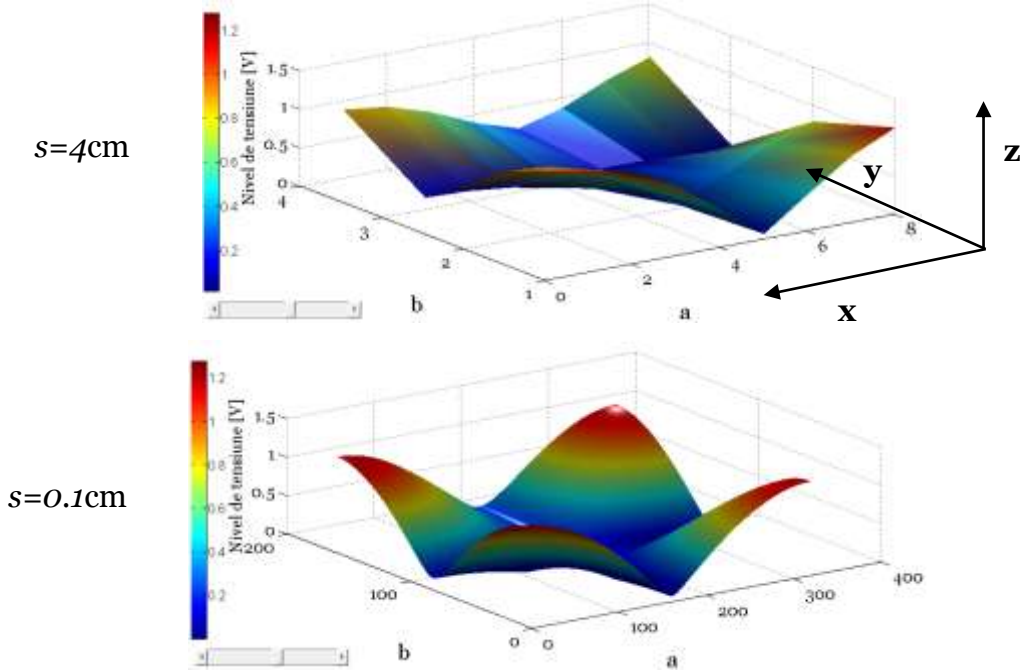


Figura 3.225 *Reprezentarea tridimensională a distribuţiei de tensiune.*

Comparând rezultatele din Figura 3.214 şi Figura 3.225, se constată că prin utilizarea unei dimensiuni mai mici a secţiunilor care segmentează perechea de plane, se obţine o rezoluţie mai bună a nivelului de tensiune. Cu toate că timpul de rulare al simulării creşte proporţional cu numărul de ori cu care a fost redusă dimensiunea celulei, este importantă analiza PDN–urilor din punctul de vedere al distribuţiei de tensiune atunci când contează locul unde vor fi amplasate condensatoarele de decuplare sau circuitele integrate.

3.5 Utilitatea şi limitele modelelor

Deoarece expresia impedanţei proprii conţine o serie dublă de termeni de ordinul al doilea, care descriu cu exactitate vârfurile impedanţei, există câteva limitări legate de modelele bazate pe funcţii analitice. Atunci când se modifică numărul de termeni *m, n* ai însumării din relaţia *(3.2)*, se constată două efecte similare cu efectele datorate variaţiei pasului de discretizare folosit în modelarea circuitului echivalent SPICE.

- Primul minim al impedanţei se deplasează spre frecvenţe joase concomitent cu creşterea valorii pentru *m* şi *n* (Figura 3.236);
- La frecvenţe înalte, după calculul ultimului vârf al impedanţei, impedanţa descreşte monoton, spre deosebire de funcţia de creştere care apare în cazul comportamentului inductiv (Figura 3.236). După cum se observă şi în figură, peste o anumită frecvenţă (*50MHz pentru m=n=1*) modurile de rezonanţă ale perechii de plane nu mai sunt surprinse în graficul impedanţei.

Graficul impedanţei proprii a portului P1, Z_{11}, pentru valori diferite ale limitei sumării, este prezentat în Figura 3.236.

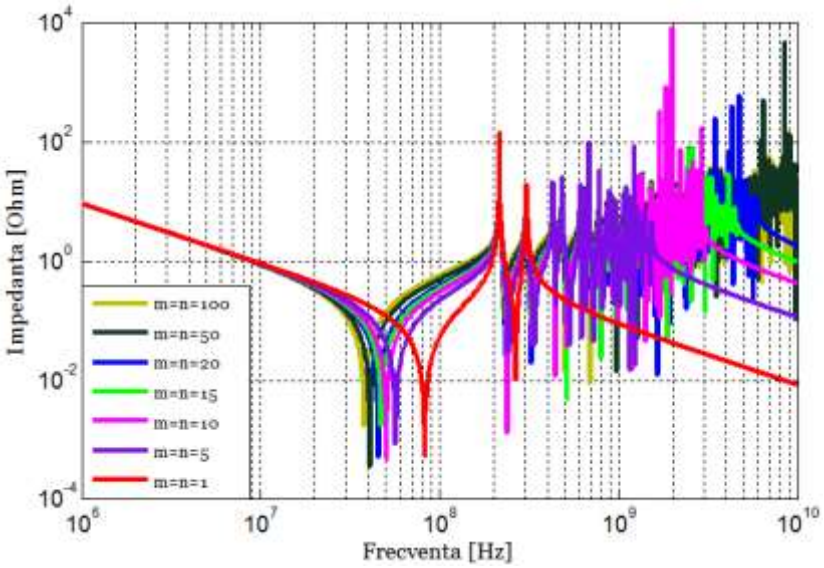


Figura 3.236 *Impedanţa proprie a portului, Z_{11}, pentru valori diferite ale limitei sumării – MATLAB.*

Principalul avantaj al modelării Matlab, comparativ cu modelarea SPICE sau cu Hyperlynx PI, îl reprezintă afişarea 2D şi 3D a distribuţiei de tensiune între pereche de plane pentru o anumită frecvenţă din intervalul de frecvenţe analizat. În Figura 3.21 se prezintă un exemplu de distribuţie de tensiune bidimensională. Vizualizarea tridimensională, comparativ cu nivelul de tensiune de zgomot maxim admis pe suprafaţa unei plachete electronice, este scoasă în evidenţă în Figura 3.225.

3.6 Analiza comportării sistemelor de distribuţie a alimentării cu programe dedicate

Modelele propuse şi analizate în paragrafele anterioare au fost validate cu ajutorul programului dedicat pentru analiza integrităţii alimentare Hyperlynx PI (Mentor

Graphics). Pentru simulările efectuate în Hyperlynx PI au fost folosite două tipuri de analize: „Decoupling Analyze” şi „Plane-Noise Simulation”.

Decoupling Analyze

„Decoupling Analyze” evaluează dacă sistemul de distribuţie a alimentării oferă o cale de impedanţă mică pentru curenţii absorbiţi de circuitele integrate. De asemenea, ajută la îndeplinirea următoarelor etape de proiectare a unui PCB:

- Identificarea numărului minim de condensatoare de decuplare necesare sistemului de distribuţie a alimentării pentru a menţine impedanţa acestuia sub impedanţa target;
- Identificarea condensatoarelor conectate la sistemul de distribuţie a alimentării cu inductanţă mare de montare;
- Identificarea amplasării optime a condensatoarelor de decuplare şi a pinilor de alimentare ai circuitelor integrate cu inductanţă mare de montare.

Acest tip de analiză se bazează pe modelul cu elemente de circuit concentrate şi pe modelul cu elemente de circuit distribuite.

Plane-Noise Simulation

„Plane-Noise Simulation” permite vizualizarea modului în care se propagă tensiunea de zgomot pe întreaga suprafaţă a perechii de plane a PDN când pinii de alimentare ai unui circuit integrat absorb un curent cu parametrii specificaţi (impuls, sinus). Rezultatul analizei raportează diferenţa de tensiune din perechea de plane în toate punctele x/y de pe suprafaţa plachetei la momente t de timp.

Hyperlynx PI PowerScope afişează rezultatele analizei „Plane-Noise Simulation” într-o formă tridimensională (3D). Pe parcursul simulării, se poate vizualiza modul în care tensiunea de zgomot variază în timp. Afişarea 3D ajută la identificarea locului care necesită ataşarea unor condensatoare de decuplare.

Simulările comparative Hyperlynx PI confirmă rezultatele SPICE obţinute prin simularea în domeniul frecvenţă a circuitului electric echivalent. Astfel, cu scopul de a valida modelul SPICE, s-a implementat în Hyperlynx PI aceeaşi situaţie anterior. Rezultatul obţinut în urma analizei „Lumped Analysis” este prezentat în figura 3.27.

.

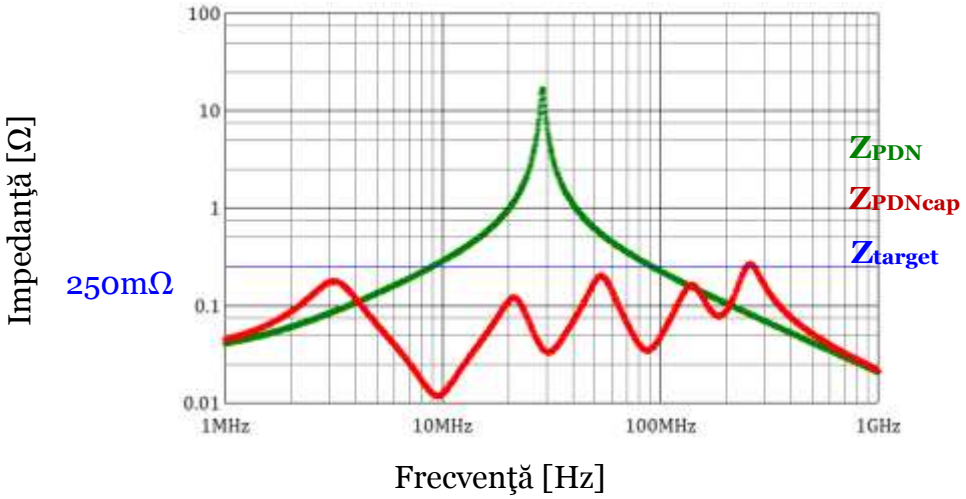


Figura 3.27 *Impedanţa proprie, cu (Z_{PDNcap}) şi fără (Z_{PDN}) condensatoare de decuplare – Hyperlynx PI.*

În urma comparării graficelor impedanţelor PDN obţinute cu SPICE şi respectiv Hyperlynx PI, adică a graficelor prezentate în figura 3.10 şi figura 3.27, rezultă că acestea sunt identice. În concluzie, circuitul poate fi folosit într-un program SPICE pentru a modela un PDN cu elemente de circuit concentrate.

Distribuţia de tensiune oferă o perspectivă asupra locului în care trebuie amplasate condensatoarele de decuplare pentru a reduce nivelul zgomotului de tensiune pe întreaga plachetă. De asemenea, oferă o perspectivă asupra eficienţei combinaţiei de condensatoare utilizată. Acest mod de afişare este un avantaj al acestei platforme faţă de Hyperlynx PI şi SPICE.

În concluzie, simulările comparative Hyperlynx PI şi SPICE validează rezultatele Matlab.

4. Planuri de evoluție și dezvoltare a carierei

Analiza SWOT pentru fundamentarea propunerii de dezvoltare a carierei universitare

A. Puncte tari

A1. Competenţe profesionale pentru activitatea didactică

- Am absolvit studiile universitare de licenţă în domeniul Inginerie Electronică, specializarea Electronică Aplicată, în cadrul Universităţii Tehnice din Cluj-Napoca, Facultatea de Electronică şi Telecomunicaţii, in anul 1994
- Am participat la modulul psihopedagogic efectuat în cadrul Universităţii Tehnice din Cluj-Napoca, în paralel cu studiile universitare de licenţă
- Am absolvit studiile universitare de master în domeniul Inginerie Electronică, în cadrul Universităţii Tehnice din Cluj-Napoca, Facultatea de Electronică şi Telecomunicaţii, in anul 1994.
- Am absolvit studiile universitare de doctorat în domeniul Inginerie Electronică, în cadrul Universităţii Tehnice din Cluj-Napoca, Facultatea de Electronică şi Telecomunicaţii, in anul 2005

Teza de doctorat s-a intitulat: *Cercetări teoretice şi experimentale privind îmbunătaţirea performanţelor surselor în comutaţie* şi a acoperit aspecte teoretice şi experimentale în domeniul modelării şi proiectării convertoarelor cc-cc clasice şi rezonante.

- Am acumulat 20 de ani de experienţă didactică în cadrul Universităţii Tehnice din Cluj-Napoca.
- Am participat ca expert pe termen scurt în proiectul Reţea Naţională de Formare CONtinuă a CadrelOR Didactice din Învăţământul Preuniversitar Profesional şi Tehnic – CONCORD, Cod Proiect: 61397, 2012

A2. Competenţe profesionale pentru activitatea de cercetare ştiinţifică

- Am publicat un numar de 64 de lucrări ştiinţifice, din care 51 sunt indexate ISI Thomson sau în baze de date internaţionale
- Am publicat un număr de 7 cărţi, din care 1 capitol de carte în editură internaţională.
- Am obţinut 2 premii la conferinţe internaţionale sub egida IEEE.
- Am participat la un număr de 25 de contracte de cercetare, din care la 5 dintre ele sunt director sau responsabil ştiinţific.
- Am participat la un număr de 5 stagii de pregătire în ţară şi strănatate.
- Am fost referent in comisia de analiză şi sustinere publică a 3 teze de doctorat
- Am fost membru in comisiile de indrumare a unui număr de 17 doctoranzi
- Am coordonat un numar de 3 doctoranzi în realizarea unor capitole din tezele lor de doctorat

A3. Competenţe transversale

- Am susţinut comunicări ştiinţifice prezentate la conferinţe naţionale şi internaţionale, în perioada studiilor doctorale:
- Am participat activ la organizarea de evenimente ştiinţifice internaţionale cum ar fi: The 11th International Symposium for Design And Technology of Electronic Modules September 22-25,(SIITME 2005), 30th International Spring Seminar on Electronics Technology, (ISSE2007) şi 49th International Universities' Power Engineering Conference, (UPEC2014).
- Sunt responsabil cu asigurarea Calităţii în cadrul Departamentului de Electronică Aplicată şi membru in Consiliul de Asigurare a Calităţii din cadrul facultăţii.
- Sunt cadrul didactic responsabil al specializării Electronică Aplicată, în limba engleza
- Sunt membru în Biroul Departamentului de Electronică Aplicată şi membru in Consiliul Facultăţii.
- Sunt recenzor la mai multe reviste si conferinţe internaţionale, printre care IEEE Transaction on Industrial Electronics, Acta Technica Napocensis-Electronics & Telecommunications etc.

- Membru în asociaţii profesionale şi ştiinţifice: membru *IEEE* - Institute of Electrical and Electronics Engineers

B. Puncte slabe

B1. Puncte slabe în activitatea didactică

- Lipsa parţială a resurselor educaţionale în format electronic pentru fiecare disciplină predată.

B2. Puncte slabe în activitatea de cercetare ştiinţifică

- Bază materială insuficientă din punct de vedere al dotărilor.
- Echipă de cercetare încă insuficientă numeric

C. Oportunităţi în dezvoltarea carierei universitare

C1. Oportunităţi în activitatea didactică

- Existenţa liceelor de specialitate cu care se pot întreprinde cooperări.
- Tendinţa de înfiinţare de companii în domeniul IT
- Lansarea unor proiecte pentru perfecţionarea resurselor umane

C2. Oportunităţi în activitatea de cercetare ştiinţifică

- Existenţa centrelor de cercetare la nivel naţional şi local care formează cercetători în domeniul ingineriei electronice, telecomunicaţii şi tehnologia informaţiei.
- Existenţa şi dezvoltarea de noi companii în domeniul ingineriei electronice, telecomunicaţii şi tehnologiei informaţiei.
- Existenţa programelor de cercetare la nivel naţional şi internaţional.
- Lansarea unor programe de studii postdoctorale.

D. Ameninţări în dezvoltarea carierei universitare

D1. Ameninţări în activitatea didactică

- Lipsa absolvenţilor bine pregătiţi de studii liceale, fapt reflectat în rezultatele de la bacalaureat.
- Finanţarea insuficientă a învăţământului superior.
- Lipsa implicării companiilor puternic dezvoltate în susţinerea procesul didactic.

D2. Ameninţări în activitatea de cercetare ştiinţifică

- Situaţia economică la nivelnaţional şi internaţional, reflectată în ponderea redusă a contractelor de cercetare ştiinţifică, a cooperării inter-universitare şi a cooperării cu mediul economic şi social.
- Atragerea de către mediul economic a studenţilor şi masteranzilor cu rezultate deosebite, datorită salariilor mult mai mari decât în mediul universitar

Pe baza analizei prezentate anterior şi a experienţei acumulate în cei 20 de ani petrecuţi în cadrul universităţii, consider că orice plan de dezvoltare a carierei trebuie să cuprindă trei componente, strâns legate una de cealaltă: o componentă didactică, o componentă ştiinţifică şi o componentă legată de dezvoltarea instituţională. Chiar dacă susţinerea unei teze de abilitare aduce în discuţie, în principal, dezvoltarea componentei ştiinţifice, prin conducerea unor viitoare teze de doctorat, aceasta nu va fi posibilă decât în strânsă legătură cu componentele didactice şi instituţionale.

Ca urmare, planul de dezvoltare a carierei va aborda fiecare dintre componentele mai sus menţionate.

Obiectivele propuse pentru dezvoltarea carierei didactice trebuie să fie în concordanţă cu misiunea şi obiectivele facultăţii şi universităţii din care fac parte, şi anume *de a contribui prin cercetare avansată la dezvoltarea cunoaşterii în domeniile electronicii, telecomunicaţiilor şi tehnologiei informaţiei şi totodată de a pregăti specialişti capabili să dezvolte, proiecteze, implementeze şi exploateze sisteme electronice şi de comunicaţii, cu aplicaţii în cele mai diverse domenii ale industriei şi vieţii cotidiene.*

I. Domeniul didactic

O1. Îmbunătăţirea cunoştinţelor, aptitudinilor şi competenţelor prin activitatea educaţională în cadrul departamentului .

Prin misiunea asumată de urmare a carierei universitare, îmi voi îmbunătăţi capacităţile personale cognitive, volitive şi acţionale, fapt observat gradual ulterior în activităţile didactice desfăşurate de transmitere către studenţi a cunoştinţelor fundamentale, a cunoştinţelor cu utilitate directă în viitoarea lor profesie, respectiv a formării optimale a acestora de deprinderi şi competenţe tehnice şi inginereşti.

A1.1 Studiu individual pentru disciplinele prevăzute în postul didactic şi elaborarea unor strategii didactice adecvate.

A1.2 Utilizarea de instrumente adecvate (chestionar, interviu, etc.) pentru realizarea feedback-ului privind calitatea procesului educaţional.

O2. Dezvoltarea de competenţe solide în domeniile disciplinelor pe care le predau, respectiv Dispozitive şi Circuite Electronice , Proiectare Asistată de Calculator si Tehnici de Simulare Avansata.

Îmbogăţirea cu noi cunoştinte şi acumularea de noi deprinderi în domeniile funcţionării şi modelării circuitelor electronice, în strânsă corelare cu aplicabilitatea directă în dinamica vastului domeniu de proiectare a echipamentelor electronice, se va materializa prin următoarele activităţi:

A2.1 Elaborarea de materiale didactice (curs, aplicaţii) pentru disciplinele din postul didactic în concordanţă cu stadiul actual al cunoaşterii în domeniu.

A2.2 Modernizarea lucrărilor practice prin extinderea utilizării tehnicilor actuale în scopul dezvoltării abilităţilor practice ale studenţilor.

A2.3 Atragerea şi coordonarea studenţilor performanţi în activitatea de cercetare şi concursuri studenţeşti.

A2.4 Îndrumarea şi încurajarea studenţilor performanţi pentru efectuarea de stagii de pregătire în străinătate

A2.5 Îndrumarea şi încurajarea studenţilor performanţi pentru participarea la conferinţe studenţeşti

A2.6 Dezvoltarea bazei materiale a laboratoarelor şi asigurarea unor condiţii optime de lucru în laborator pentru studenţi

O3. Creşterea gradului de dezvoltare profesională şi personală.

A3.1 Participarea la proiecte şi seminarii pentru perfecţionarea activităţii didactice şi introducerea metodelor interactive de predare, învăţare şi evaluare.

A3.2 Participarea la mobilităţi ERASMUS.

O4. Evoluţia în cariera didactică, în funcţie de competenţe şi oportunităţile existente.

În vederea dezvoltării personale ulterioare şi a îmbunătăţirii calitative continue a activităţii departamentului EA, evoluţia în cariera didactică va fi observată în urma atingerii progresive a obiectivelor didactice şi de cercetare planificate, în tandem cu recunoaşterea meritelor de către colectivul didactic al departamentului şi dinamica dezvoltării mediului economic şi social .

A4.1 Participare la activităţile departamentului (organizarea şi participarea la conferinţe ştiinţifice, implicare în activitatea de cercetare a studenţilor şi participare la sesiuni studenţeşti, participarea la evenimentele de promovare a activităţii departamentului precum Zilele Porţilor Deschise, etc.).

A4.2 Colaborarea cu liceele de specialitate zonale pentru atragerea de noi studenţi în ingineria electronică.

A4.3 Optimizarea graduală a planurilor de învăţământ existente şi crearea de noi discipline în funcţie de progresul tehnic general şi evoluţia pieţei forţei de muncă.

B. Domeniul de cercetare ştiinţifică

O1. Continuarea activităţii de cercetare atât în domeniul modelării circuitelor electronice, cât şi în cel al electronicii de putere, sisteme pentru energii regenerabile etc.

Având în vedere dezvoltarea continuă şi în ritm alert a domeniului electronicii de putere şi a sistemelor electronice pentru energii regenerabile, voi întreprinde următoarele activităţi pentru dezvoltarea cercetării în aceste domenii:

A1.1 Continuarea cercetărilor în domeniul modelării circuitelor de putere:

- Investigarea şi caracterizarea avansată a circuitelor electronice de putere, în vederea creşterii eficienţei energetice şi a reducerii impactului acestora asupra mediului;
- Predicţia pierderilor dezvoltate în circuitele electronice de putere, astfel încât conversia energiei electrice să se realizeze la un randament superior;
- Încercări experimentale pe diferite standuri cu circuite electronice de putere în vederea validării modelelor realizate.
- Implementarea modelelor realizate în practică.

A1.2 Continuarea cercetărilor în domeniul modelării plachetelor electronice:

- Modelarea plachetelor electronice în vederea analizei fenomenelor de integritate a semnalelor (SI) şi integritate a alimentării (PI).
- Realizarea de studii şi modele privind amplasarea circuitelor electronice şi a condensatoarelor de decuplare în scopul îmbunătăţirii integrităţii alimentării.
- Realizarea de studii şi modele privind calculul automat al valorii şi tipului condensatoarelor de decuplare.

A1.3 Continuarea cercetărilor în domeniul modelării şi proiectării circuitelor de încălzire prin inducţie.

- Realizarea unor modele avansate ale circuitelor cuplate bobina de inducţie-sarcină.
- Realizarea unor modele de predicţie a puterii induse în sarcină şi a adâncimii de penetrare, în funcţie de tipul sarcinii, frecvenţa de comutaţie etc.
- Realizarea unor modele de simulare si experimentale prin introducerea de bucle de control adaptiv pentru reglajul frecvenţei de comutaţie în funcţie de sarcină.
- Realizarea unor modele de simulare si experimentale pentru circuite de încălzire prin inducţie la puteri mari.

A1.4 Dezvoltarea de sisteme de încărcare a acumulatorilor utilizând transferul de energie prin câmp electromagnetic

A1.5 Atragerea de fonduri prin participarea la competiţia naţională şi internaţională de granturi de cercetare şi iniţierea unor contracte de cercetare /colaborare cu mediul privat

Experienţa acumulată în ultimii 20 de ani de activitate academică arată că, indiferent de subiectele de cercetare şi modul de planificare a proiectului, finanţarea este supusă unor decizii imprevizibile şi, de multe ori, arbitrare.

In mod tradiţional, finantarea pentru cercetare a fost pusă la dispoziţie, în principal din surse publice, din fonduri gestionate de către agenţiile de cercetare . In ultimii ani, s-a observat o scădere a finanţării, o schimbare continuă în criteriile utilizate pentru calificare şi evaluare a proiectelor şi a managerilor de proiecte şi un fenomen de modificare, pe durata derulării proiectelor, a sumelor alocate şi a termenelor limită. Drept urmare, atenţia poate fi deplasată şi spre finanţare alternativă, oferită de către industrie. Principalele probleme ale finanţării oferite de către industrie constau în faptul că, pe de o parte sunt puţine companii dispuse la colaborări cu mediul academic, iar pe de altă parte, companiile finanţează, de regulă, cercetări aplicative, cercetarea fundamentală nefiind atractivă pentru mediul industrial. Beneficiile cercetării fundamentale sunt vizibile într-un orizont de timp mai îndepărtat, pe când industria asteaptă rezultate imediate. În plus, de foarte multe ori, în colaborările cu mediul industrial acesta vizează mai ales recrutarea studenţilor atât la nivel de master cât şi la nivel de licenţă.

În concluzie, finanţarea cercetării este o problemă extrem de acută, strategia care trebuie abordată fiind aceea de a participa la toate competiţiile de proiecte de cercetare.

A1.6 Atragerea studenţilor şi doctoranzilor în activitatea de cercetare, inclusiv prin finanţarea lor din proiectele de cercetare existente;
A1.6 Sprijinirea şi consilierea doctoranzilor pentru accesarea de burse şi stagii de doctorat.

Recrutarea de studenţi doctoranzi, aşa cum presupune o poziţie de conducător de doctorat, este un proces care se bazează foarte mult pe performanţa şi atractivitatea predării efectuate la ciclurile de master şi de licenţă. Este evident că astăzi ne confruntăm

cu o scădere a numărului de candidaţi de inginerie capabili şi motivaţi să se ridice la provocările generate de realizarea cu succes a unei teze de doctorat în domeniul modelării circuitelor electronice şi nu numai. În cadrul unor astfel de premise este nevoie de eforturi sporite în asigurarea fundamentelor necesare studenţilor doctoranzi, acordând o atenţie sporită ciclului de master.

Ca atare, prioritatea de top va continua să fie asigurarea de informaţii de înaltă calitate, a unei tematici de curs actuale, astfel încât domeniul (cât şi profesorul) devine cunoscut şi apreciat în rândul studenţilor , şi mai ales a celor care vor dori să-şi încununeze pregătirea cu realizarea unei teze de doctorat.

O2. Valorificarea rezultatelor cercetărilor ştiinţifice

Voi disemina rezultatele cercetărilor ştiinţifice în cadrul conferinţelor naţionale şi internaţionale şi voi asigura publicarea ulterioară a acestora în fluxul de reviste de specialitate recunoscute naţional şi internaţional, respectiv voi elabora brevete de invenţii, prezentate ulterior la workshop-uri specifice.

A2.1 Iniţierea de proiecte de cercetare cu parteneri din ţară şi străinătate.

A2.2 Elaborarea de articole ISI şi brevete de invenţii în domeniu.

Personal cred că, în ciuda scăderii importanţei conferinţelor prin prisma utilizării factorului de impact ca unitate de măsurare a rezultatelor cercetării ştiinţifice, participarea la conferinţe este un pas important în procesul de învăţare şi diseminare a rezultatelor al oricărui cercetător, mai ales la nivel de doctorat. O atenţie specială ar trebui acordată şi participării la conferinţe româneşti importante (multe fiind acum sub egida IEEE), care ar trebui să fie, de asemenea, încurajate în acest fel.

O3. Creşterea vizibilităţii ştiinţifice a departamentului

În urma consolidării cooperării cu membrii din colectivul departamentului şi a dezvoltării cooperării inter-universitare şi cu mediul economic şi social, rezultatele ştiinţifice din proiectele comune atrase şi finalizate vor conduce la creşterea vizibilităţii ştiinţifice a departamentului, a facultăţii şi universităţii în ansamblu.

A3.1 Continuarea colaborărilor existente cu colective din ţară şi din străinătate şi iniţierea de noi colaborări, în special în scopul participării în proiecte de cercetare internaţionale;
A3.2 Creşterea vizibilităţii internaţionale prin creşterea numărului, dar mai ales a calităţii publicaţiilor ştiinţifice şi prin participarea la manifestări ştiinţifice de referinţă;
A3.3. Participarea la comitetele tehnice şi organizarea principalelor conferinţe ştiinţifice şi evenimente din domeniu
A3.4. Participarea, în calitate de recenzor/reviewer, la evaluarea lucrărilor trimise la reviste şi conferinţe (IEEE Transaction on Industrial Electronics, Acta Technica Napocensis etc).

C. Dezvoltarea instituţională

În primul rând, consider că toate obiectivele enumerate mai sus nu pot fi realizate decât prin existenţa unui colectiv bine inchegat. Ca urmare, îmi propun ca, împreună cu colegii din cadrul departamentului cu care am colaborat în toate activităţile didactice şi de cercetare realizate pâna în prezent, şi prin cooptarea viitorilor doctoranzi, să realizăm o echipă perfect funcţională din toate punctele de vedere, atât didactic, cât şi ştiinţific. În acest mod, va creşte şi valoarea membrilor colectivului, şi nu în ultimul rând, va fi posibilă pregătirea de noi cercetători.

În plus, îmi doresc intensificarea legăturilor cu alte colective de cercetare din departament şi universitate, în aşa fel încât să se poată extinde sfera cercetărilor prezentate în acestă teză de abilitare. De exemplu, printr-o colaborare mai strânsă cu membri grupului de cercetare din domeniul energiilor regenerabile se vor putea dezvolta noi modele de convertoare utilizate în astfel de sisteme. Prin stabilirea unei colaborări cu membrii Centrului de Supraconductibilitate, Spintronica si Stiinta Suprafetei consider că se vor putea dezvolta modele şi integra noi dispozitive electronice.

Pe baza experienţei acumulate în 20 de ani, consider că imi pot aduce un aport semnificativ la dezvoltarea departamentului de Electronică Aplicată şi a facultăţii prin susţinerea de acţiuni care să contribuie la îndeplinirea acestui scop:

- promovarea unor programe de studii noi;
- creşterea capacităţii instituţionale;
- îmbunătăţirea calităţii activităţii didactice;
- dezvoltarea infrastructurii de cercetare;
- cultivarea legăturilor cu comunitatea locală şi/sau regională;
- creşterea calităţii învăţământului.

5. Bibliografie

[1]. N. Palaghita – Dispozitive semiconductoare de putere, partea I, Editura Mediamira Cluj-Napoca, 2002, ISBN 973-9358-96-9

[2]. F. Ionescu, D. Floricau, S. Nitu, Jean-Paul Six, Philippe Delarue, C. Bogus – Electronica de putere, Convertoare statice, Editura Tehnica Bucuresti, 1998, ISBN 973-31-1262-3

[3]. R. W. Erickson , D. Maksimovic , Fundamental of Power Electronics Second Edition, Library of Congress, ISBN 0-7923-7270-0, 2001

[4]. N. Palaghita, D. Petreus, C. Farcas – Electronica de putere, partea a II-a, Editura Mediamira Cluj-Napoca, 2004, ISBN 973-713-039-1

[5]. D. Alexa, L.Gatlan, F. Ionescu, A. Lazar – Convertoare de putere cu circuite rezonante, Editura Tehnica Bucuresti, 1998, ISBN 973-31-1245-3

[6]. Gacsadi Alexandru, "Electronică de putere", Universitatea din Oradea, 2009

[7]. Kazimierczuk M.K., Czarkowski D. – Resonant Power Converters, John Willy&Sons, Inc. New York, 1995, ISBN 0-471-04706-6

[8]. V. Popescu – Electronica de putere, Editura de Vest Timisoara, 1998, ISBN 973-36-0306-6

[9]. John O.Attia – Electronics and circuit analysis using Matlab,CRC Press 1999, ISBN 0-8493-1176-4

[10]. James W. Nilsson, Susan A. Riedel – Electric circuits, Prentice-Hall 2001, 2000, 1996, ISBN 0-13-032120-6

[11]. N. Golovanov, I. Sora ,s.a. – Electrometrie si electrotehnologii, vol. I Electrometrie, Editura Tehnica Bucuresti, 1997, ISBN 973-31-1144-9

[12]. S.Arumugam, S.Ramareddy, Computer Simulation of Class D Inverter Fed Induction Heated Jar, Journal of Theoretical and Applied information Technology 2009

[13]. J.M.Rivas, Y. Han, O.Lietermann, A.Sagneri, D.J.Perreault, A High-Frequencz Resonant Inverter Topologz with Low Voltage Stress, IEEE, 1-4244-0655-2/07, 2007

[14]. A.Suresh, S. RamaReddy, Parallel Resonance based Current Source Inverter for Induction Heating, European Journal of Scientific Research, ISSN 145-216X, Vol.58 No.2 (2011)

[15]. Muhammad H. Rashid – Power electronics circuits, devices, and aplications, second edition, Prentice-Hall 1988, ISBN 0-13-334483-5

[16]. R Sheffer, Fundamentals of Power Electronics with Matlab, ISBN 1-58450-852-3

[17]. S. Lungu , I. Baciu , Comparison Between Different Method to Obtain the Solution for Differential Equation of Half Bridge Inverter , IEEE 2008

[18]. S.T.Karris, Circuit Analysis with Matlab Aplications, Orchard Publications, California, ISBN 0-9709511-9-1, USA

[19]. D. Petreus, G. Muntean, Z. Juhos, N. Palaghita – Aplicatii cu microcontrolere din familia 8051, Editura Mediamira Cluj-Napoca, 2005, ISBN 973-713-014-6

[20]. Taut, **O. Pop**, I. Baciu, Tool for Design and Simulation of Flyback Converters, 38th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2015, ISBN 978-1-4799-8860-0, page 505 – 509,

[21]. Taut, Adrian; Daraban, Mihai; **Pop, Ovidiu**; Chindris, Gabriel; Fizesan, Raul, Mathematical analysis to control power transfer in resonant power converters , Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2015 IEEE 21st International Symposium for , 2015 , Pages: 253 - 256,

[22]. Fizesan, Raul; **Pop, Ovidiu**; Taut, Adrian, Why the mounting inductance is important in designing a Power Distribution Network?, Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2015 IEEE 21st International Symposium for , 2015 , Pages: 191 - 194

[23]. **Ovidiu Pop**, Analysis and Simulation of Quasi-Resonant Inverter for Induction Heating Applications , 49th International Universities' Power Engineering Conference, Cluj-Napoca, Romania, 2014, ISBN: 978-1-4799-6556-4

[24]. Raul Fizesan and **Ovidiu Pop**, Parameterized PI SPICE platforms for AC and Time-Domain Simulations, 49th International Universities' Power Engineering Conference, Cluj-Napoca, Romania, 2014, ISBN: 978-1-4799-6556-4

[25]. Ceuca, Emilian; **Pop, Ovidiu**; Taut, Adrian, Practical Behavior of resonant converters in home applications , 36th International Semiconductor Conference (CAS) , Natl Inst Res & Dev Microtechnologies, Sinaia, ROMANIA Date: OCT 14-16, 2013, Book Series: International Semiconductor Conference Pages: 293-296, ISSN :1545-827X ,E-ISBN :978-1-4673-5672-5,Print ISBN:978-1-4673-5670-1

[26]. Taut, A.; **Pop, O**.; Ceuca, E., System for energy recovering with BLDC motor at deceleration momentum, Proceedings of the 36th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2013, ISBN 978-1-4799-0036-7, pag. 299–304

[27]. **Pop, Ovidiu**; Taut, Adrian; Grama, Alin; Ceuca, Emilian, Analysis and simulation of LCLR converters, Proceedings of the 36th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2013, ISBN 978-1-4799-0036-7, pag. 286–289

[28]. Fizesan, Raul; Pitica, Dan; **Pop, Ovidiu**, 2D and 3D representations of the noise in a PCB using analytical methods, Proceedings of the 36th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2013, ISBN 978-1-4799-0036-7, , pag. 419–422

[29]. Ceuca, E.; Tulbure, A.; Taut, A.; **Pop, O**.; Farkas, I., Embedded system for remote monitoring of OBD bus, Proceedings of the 36th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2013, ISBN 978-1-4799-0036-7, pag. 305–308

[30]. Taut, Adrian; **Pop, Ovidiu**; Baciu, Ionel; Daraban, Mihai, A Matlab tool for determining the parameters of power DC-DC non isolated converters, Proceedings of the 36th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2013, ISBN 978-1-4799-0036-7, pag. 423–427

[31]. Raul Fizesan, **Ovidiu Pop**, A MATLAB tool to optimize the selection of the decoupling capacitors in a PDN, IEEE 18th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2012 , Alba Iulia, Romania, pag. 223 - 226 , I**SBN:** 978-1-4673-4757-0

[32]. Adrian Taut, Ovidiu Pop, A Matlab tool for simulations of power resonant converters, IEEE 18th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2012, Alba Iulia, Romania, pag.295-298, ISBN: 978-1-4673-4757-0

[33]. A . Grama, A. Taut, O. Pop, Cad Tool for a Class E Tuned Power Amplifier Design, 34th International Spring Seminar on Electronics Technology, Slovakia, Mai 11-15,2011, pag. 637 - 640 , **ISSN :** 2161-2528, **Print ISBN:** 978-1-4577-2111-3

[34]. A Taut, O. Pop, A . Grama, S. Lungu Educational Matlab tool for simulating of Forward Converters, 34th International Spring Seminar on Electronics Technology, Slovakia, Mai 11-15,2011, pag. 641 – 644, **ISSN :** 2161-2528, **Print ISBN:** 978-1-4577-2111-3

[35]. Czumbil, Levente, et al. "A user-friendly software application for induced AC interference evaluation." Universities' Power Engineering Conference (UPEC), Proceedings of 2011 46th International. VDE, 2011.

[36]. **Ovidiu Pop**, Adrian Taut, Analysis and simulation of power inverter with load variation for induction heating applications, 33rd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2010, Warsaw, Poland, ISBN**:** 978-1-4244-7849-1, pp. 378 - 382

[37]. Serban Lungu**, Ovidiu Pop**, Adrian Taut, Educational Platform for Study of Operational Amplifiers using Matlab, 33rd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2010, Warsaw, Poland, ISBN**:** 978-1-4244-7849-1,pp 521 – 524

[38]. Lucian Man, **Ovidiu Pop**, Adrian Taut, Packaging and thermal analysis of a power inverter for inductive heating applications, 2010 IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), Pitesti, Romania, **ISBN:** 978-1-4244-8123-1, pp. 279-282

[39]. Adrian Taut, **Ovidiu Pop**, Serban Lungu, Power transformers model used for inverters simulations, 2010 IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), Pitesti, Romania, **ISBN:** 978-1-4244-8123-1, pp. 279-282,

[40]. Adrian TAUT, Alin GRAMA, **Ovidiu Pop**, Serban LUNGU, "Power Converters Study Regarding the ESR of an SUPERCAPACITOR", 15th International Symposium for Design and Technology of Electronics Packages – SIITME, 17-20 septembrie 2009, Gyula, Ungaria, **E-ISBN :** 978-1-4244-5133-3,**Print ISBN:** 978-1-4244-5132-6,

[41]. **Ovidiu Pop**, Adrian Taut, Analysis and simulation of a half-bridge inverter , 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, **ISBN:** 978-1-4244-4260-7 **,**

[42]. Ionel H. BACIU, Adrian TAUT, **Ovidiu POP**, Serban LUNGU , Advanced Simulation of a Load Variation in Induction Heating Systems, 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, **ISBN:** 978-1-4244-4260-7,

[43]. Adrian TAUT, Serban LUNGU, Ovidiu POP,Educational Platform for Closed-loop Simulation of Power Converters, 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009, Brno, Cehia, **ISBN:** 978-1-4244-4260-7

[44]. Farcas, C.; Palaghita, N.; Petreus, D.; **Pop, O**., Virtual laboratory of materials for electronics, 15th International Symposium for Design and Technology of Electronics Packages – SIITME, 17-20 septembrie 2009, Gyula, Ungaria, **E-ISBN :** 978-1-4244-5133-3,**Print ISBN:** 978-1-4244-5132-6

[45]. **Ovidiu Pop,** Serban Lungu, Gabriel Chindris, Influence of Power Consumption over the Input Current Harmonics Pollution for a Half-Bridge Power Inverter, 31st International Spring Seminar on Electronics Technology, ISSE2008, Budapesta, Ungaria, ISBN 978-963-06-4915-5,

[46]. **Ovidiu Pop**, Serban Lungu, Switching Mode Power Converters Modeling with Parasitic Components, 30th International Spring Seminar on Electronics Technology, ISSE2007, Cluj-Napoca, Romania, ISBN 978-973-713-174-4

[47]. Zolog Monica, Pitica Dan, **Pop Ovidiu**, Characterization of Spiral Planar Inductors Built on Printed Circuit Boards, 30th International Spring Seminar on Electronics Technology, ISSE2007, Cluj-Napoca, Romania, ISBN 978-973-713-174-4

[48]. Paul Bechet, Radu Mitran, Ovidiu Pop, Iulian Bouleanu, Measuring Adjacent Channel Power for Tactical Signals, XVII International Conference on Electromagnetic Disturbances – EMD'2007, 2007 Białystok, Poland

[49]. Dan Pitica, Serban Lungu, **Ovidiu Pop**, Ionut Ciocan, Matlab Based Platform for Anti-Perturbative Design of Digital Connections, Electronics System-Integration Technology Conference, 2006, Dresda, Germania, ISBN 1-4244-0553-x

[50]. **Ovidiu Pop**, Serban Lungu, Gabriel Chindris, Near Sinusoidal DSP Based Power Inverter, The 29th International Spring Seminar on Electronics Technology, ISSE 2006, Dresda, Germania,

[51]. **Ovidiu Pop**,Serban Lungu , Gabriel Chindris, An Investigation into EMC Emission from SEPIC Based Switch Mode Power Supply in Discontinuous Conduction Mode, 28th International Spring Seminar on Electronics Technology,2005, Viena, Austria, ISBN 0-7803-9324-4, pp.205-210

[52]. Gabriel Chindris, **Ovidiu Aurel Pop**, System on Chip Design for multiple output switching regulators, 28th International Spring Seminar on Electronics Technology, Viena, Austria, 2005, ISBN 0-7803-9324-4, pp. 199-204

[53]. Emilson Pereira Leite, **Ovidiu Aurel Pop** s.a - Matlab - Modelling, Programming and Simulations, Sciyo Intech Publisher, Croatia, 2010, ISBN 978-953-307-125-1, 426 pag., Chapter 7 Modeling of DC-DC Converters

[54]. Şerban Lungu, **Ovidiu Aurel Pop** – Modelarea circuitelor electronice, Editura Casa Cărţii de Stiinţă, Cluj-Napoca, 2006, ISBN 973-686-975-X, 978-973-686-975-4

[55]. Ovidiu Pop, Dan Pitica, Masurarea parametrilor de performanta ai retelei electrice, EccoTerra Journal of Environmental Research and Protection, Nr.6/2009, pag. 4-6

[56]. Adrian Taut, **Ovidiu Pop**, Educational Platform for Closed-Loop Simulation of Power Converters, Novice Insight in Electronics, Communications and Information Technology, Nr.6/2009, pp. 69-75, 2009

[57]. Adriana Buruian, **Adrian TAUT,** Ovidiu Pop, Anamaria Matei, "Digital Control Algoritm for DC-DC Converter", The 6TH Symposium for Students in Electronics and Telecomunications, 27 May 2010, Cluj-Napoca, România

[58]. **Ovidiu Pop**, Gabriel Chindris, Matlab Simulation Platform for SEPIC Power Converter in Discontinuous Current Mode Operation**,** The 11th International Symposium for Design And Technology of Electronic Modules September 22-25, 2005, Cluj-Napoca ROMANIA

[59]. Gabriel Chindris, **Ovidiu Aurel Pop**, SMPS Targeted SOC design for multiple outputs, The 11th International Symposium for Design And Technology of Electronic Modules September 22-25, 2005, Cluj-Napoca ROMANIA

[60]. Dan Pitica , **Ovidiu Pop**, Graphical Method for Crosstalk Estimation on Digital PCB, The 11th International Symposium for Design And Technology of Electronic Modules September 22-25, 2005, Cluj-Napoca ROMANIA

[61]. Adrian Tăut , Modelarea convertoarelor în comutaţie, teza de doctorat,Cluj-Napoca, 2011

[62]. Ionel Baciu, Contribuţii teoretice şi experimentale la modelarea şi simularea convertoarelor de putere rezonante, teza de doctorat, Cluj-Napoca, 2014

[63]. Raul Fizesan, Analiza integrităţii alimentării pe plachetele electronice cu circuit imprimat,Teza de doctorat, Cluj-Napoca, 2012

[64]. Bogatin, E. ,Signal and Power Integrity – Simplified, Boston: Prentice Hall, 2010, ISBN 978- 0132349796

[65]. Swaminathan, M., & Engin, E. A. Power Integrity Modeling and Design for Semiconductors and Systems. Boston: Prentice Hall, 2007, ISBN:978-0136152064

[66]. Smith, L., Anderson, R., & Roy, T. (2001). Power Plane SPICE Models and Simulated Performance for Materials and Geometries. IEEE Transactions on Advance packaging

[67]. Smith, L., Anderson, R., Forehand, D., Pelc, T., & Roy, T. (1999). Power Distribution System Design Methodology and Capacitor Selection for Modern CMOS Technology. IEEE Transactions on Advanced Packaging

[68]. Do, S., & Do, D. (2007). Method of Transmission Matrix for Investigating Planar Relative Motions. Vietnam Journal of Mechanics, VAST, 105 – 116

[69]. Engin, A., Bharath, K., & Swaminathan, M. (2007). Multilayered Finite-Difference Method (MFDM) for Modeling of Package and Printed Circuit Board Planes. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility

[70]. Guo, W.-D., Shiue, G.-H., Lin, C.-M., & Wu, R.-B. (2007). An Integrated Signal and Power Integrity Analysis for Signal Traces Through the Parallel Planes Using Hybrid Finite-Element and Finite-Difference Time-Domain Techniques. IEEE Transactions on Advanced Packaging

[71]. Kim, H., & Eo, Y. (2008). High-Frequency-Measurement-Based Circuit Modeling and Power/Ground Integrity Evaluation of Integrated Circuit Packages. IEEE Transactions on Advanced Packaging

[72]. Kim, J.-H., & Swaminathan, M. (2001). Analysis of Multi-Layered Irregular Power Distribution Planes with Vias Using Transmission Matrix Method. IEEE

[73]. Kim, J.-H., & Swaminathan, M. (2001). Modeling of Irregular Shaped Power Distribution Planes Using Transmission Matrix Method. IEEE Transactions on Advanced Packaging

[74]. Novak, I., Miller, J., & Blomberg, E. (2002). Simulating Complex Power-Ground Plane Shapes with Variable-Size Cell SPICE Grids. the 11th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging. October 21-23, Monterey, CA

[75]. Fizesan, R., & Pitica, D. (2009). Circuit Models for Power/Ground Planes on PCBs Using SPICE Method. 15th International Symposium for Design and Technology of Electronics Packages - SIITME, Issue 1, 17-20 September, Gyula, Hungary, IEEE Xplore Print ISBN: 978-1-4244-50330309, pg. 155-160

[76]. Ramahi, O., Subramanian, V., & Archambeault, B. (2003). A Simple Finite-Difference Frequency-Domain (FDFD) Algorithm for Analysis of Switching Noise in Printed Circuit Boards and Packages. IEEE Transactions on Advanced Packaging

[77]. Carver, K., & Mink, J. (1981). Microstrip antenna technology. IEEE Transactions on Antennas and Propagations

[78]. Eged, B., & Balogh, L. (2003). Analytical Calculation of the Impedance of Lossy Power/Ground Planes. IEEE Transactuons on Instrumentation and Measurement

[79]. Okoshi, T. (1985). Planar circuits for microwaves and lightwaves. Berlin, New York: Springer-Verlag

[80]. Sun, S., Pommerenke, D., Drewniak, J., Xiao, K., Chen, S.-T., & Wu, T.-L. (2006). Characterizing Package/PCB PDN Interactions from a Full-wave Finite-Difference Formulation. IEEE

[81]. Novak, I., & Noujeim, L. (2002). Distributed Matched Bypassing for Board-Level Power Distribution Networks. IEEE Transactions on Advanced Packaging

[82]. Fizesan, R. (2009). Design Methodology for Bypass Capacitor Selection in Power Distribution Systems. Novice Insight in Electronics, Communications and Information Technology, Cluj-Napoca, România, Issue 6, pg. 42-48

[83]. Fizeşan, R. (2008). Bypass Capacitor in Power Distribution Systems: An Overview. Novice Insight in Electronics, Communications and Information Technology, Cluj-Napoca, România, Cluj-Napoca, România, Issue 5, pg. 31-38.

[84]. Fizeşan, R. (2011). Reliable Power Integrity Analysis using MATLAB. PRODOC. June, Cluj-Napoca, Romania.

[85]. Fizeşan, R., & Pitică, D. (2009). Board Planes Analysis for Power Integrity. Novice Insight in Electronics, Communications and Information Technology, Cluj-Napoca, România, Issue 7.

[86]. Fizeşan, R., Pitică, D., & Man, L. (2009). Power Integrity Analysis and Bypass Capacitors Selection Using FDM on a Printed Circuit Board. ISSE 2009 – 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 13-17 May, Brno, Czech Republic, IEEE Xplore Print ISBN: 978-1-4244-4260-7, pg. 1-6.

[87]. Fizeşan, R., & Pitică, D. (2009). Circuit Models for Power/Ground Planes on PCBs Using SPICE Method. 15th International Symposium for Design and Technology of Electronics Packages – SIITME, Issue 1, 17-20 September, Gyula, Hungary, IEEE Xplore Print ISBN: 978-1-4244-50330309, pg. 155-160.

[88]. Fizeşan, R., & Pitică, D. (2010). MATLAB Platform to Calculate the Transfer Impedance of Power and Ground Planes. ISSE 2010 – 33rd International Spring Seminar on Electronics Technology. 12-16 May, Warsaw, Poland, IEEE Xplore Print ISBN: 978-1-4244-7849-1, pg. 500-505.

[89]. A.J.Forsyth, S.V.Mollov, Modeling and control of DC-DC converters, Power Engineering Journal, October, 1998

[90]. R.Erickson, DC-DC Power Converters, Wiley Enciclopedia of Electrical and Electonics Engineering, 2007

[91]. C.K.Tse, Y.S.Lee, W.C. So, An Approach to modelling DC-DC Converter Circuits

using Graph Theoretic Concepts, International Journal of Circuit Theory and Applications, Vol.21, 1993

[92]. R.D.Middlebrook, S.Cuk, A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stage, PESC, 1976

[93]. Dan Pitica , **Ovidiu Pop**, *Graphical Method for Crosstalk Estimation on Digital PCB,* The 11th International Symposium for Design And Technology of Electronic Modules September 22-25, 2005, Cluj-Napoca ROMANIA

[94]. Serban Lungu, Dan Pitica, **Ovidiu Pop**, *Modelling Printed Circuit Traces,* The 8th International Symposium for Design and Technology of Electronic Packaging, Cluj-Napoca, Romania, ISBN 973-9357-13-X, pp.220-222, 2002

[95] **Ovidiu Pop**, A. Taut, E. Ceuca, Influence of Switching Frequency on Active and Reactive Load Power of Resonant Converters, The 39th International Spring Seminar on Electronics Technology, Pilsen, Czech Republic