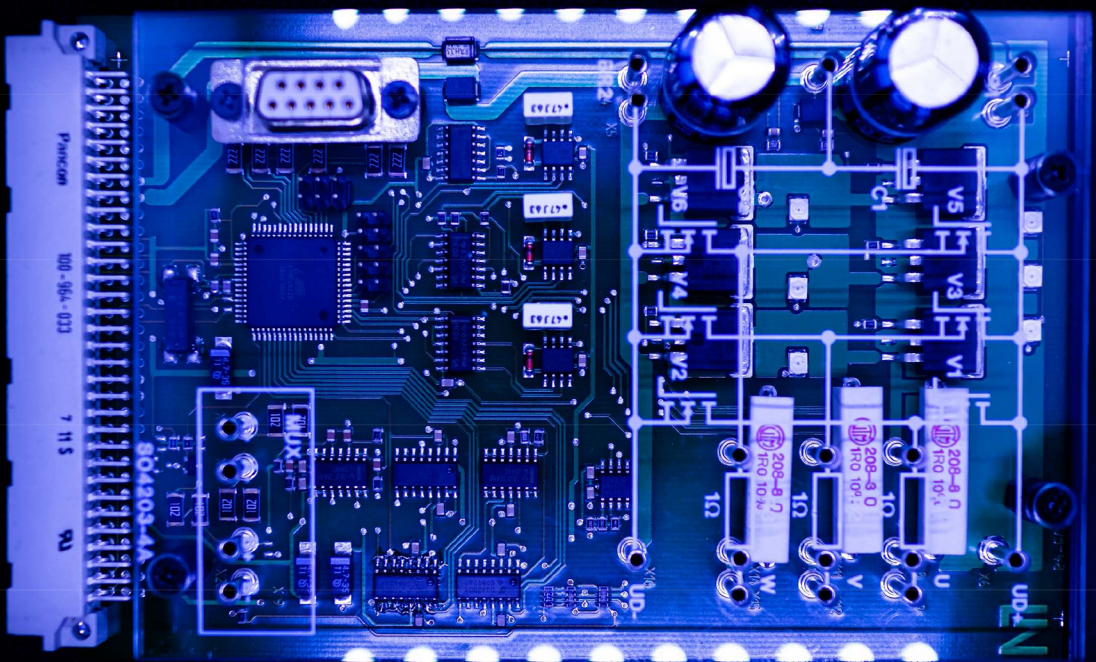


DAN – CORNEL HULEA

CONVERTOARE STATICE



Colecția "MANUALUL STUDENTULUI"

CONVERTOARE STATICE

Lucrarea prezintă sinteza teoretică, simularea numerică, desfășurarea lucrărilor aplicative și, nu în ultimul rând, realizarea unui proiect cu implementare fizică, pentru sistemele cu comandă PWM, fiind abordate convertoarele de curent continuu și invertoarele de tensiune.

Nu lipsită de importanță este personalitatea autorului care a dovedit competențe deosebite în domeniul electronicii de putere: coautor al unei cărți premiată de către Academia Română, autor/coautor de lucrări științifice publicate în jurnale cu impact și la conferințe internaționale, membru în colectivele unor proiecte de cercetare naționale și internaționale și, nu în ultimul rând, aprecierea deosebit de pozitivă din partea studenților.

Referent științific: Prof. dr. ing. Nicolae MUNTEAN
Universitatea Politehnică Timișoara

Stilul cărții este unul concis, pragmatic, fără explicații stufoase și considerații teoretice ample. Informația este structurată și prezentată concis, cu formule ușor de urmărit și suport grafic adecvat. Dar concizia părții scrise este compensată în mod fericit de suporturi video realizate de autor și oferite pe canalul Youtube, ceea ce evidențiază caracterul modern al lucrării.

Subiectele sunt abordate în mod logic și firesc, de la simplu la complex, de la dispozitive semiconductoare de putere, la structuri din ce în ce mai complexe și se finalizează cu realizarea unui proiect cu implementare fizică, pentru sistemele cu comandă PWM.

Referent științific: Prof. dr. ing. Dorin LUCACHE
Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” Iași

DAN – CORNEL HULEA

CONVERTOARE STATICE

Colecția "MANUALUL STUDENTULUI"



EDITURA POLITEHNICA
TIMIȘOARA - 2022

Copyright © Editura Politehnica, 2022

Nicio parte din această lucrare nu poate fi reprodusă, stocată sau transmisă prin indiferent ce formă, fără acordul prealabil scris al Editurii Politehnica.

EDITURA POLITEHNICA

Bd. Republicii nr. 9
300159 Timișoara, România

E-mail: editura@upt.ro

Consilier editorial: Prof. dr. ing. em. Sabin IONEL

Redactor: Claudia MIHALI

Bun de imprimat: 31.05.2022

ISBN 978-606-35-0486-0

Cuprins

Prefață	8
Listă de termeni.....	9
Abrevieri.....	9
Notații.....	9
Listă de Figuri.....	11
Listă de Tabele.....	17
1. Prezentarea Programelor de Simulare.....	18
1.1. LtSpice.....	18
1.1.1. Selecția componentelor	18
1.1.2. Directive SPICE	20
1.1.3. Realizarea conexiunilor și mutarea componentelor.....	20
1.1.4. Rularea simulării	21
1.1.5. Vizualizarea formelor de undă	22
1.1.6. Alte mențiuni.....	23
1.2. PSIM.....	23
1.2.1. Simulation control	23
1.2.2. Selecția componentelor	24
1.2.3. Realizarea conexiunilor între componente	25
1.2.4. Comanda tranzistoarelor.....	26
1.2.5. Afișarea mărimilor electrice	26
1.2.6. Rularea simulării	26
1.2.7. Utilizare Simview.....	27
1.2.8. Alte mențiuni.....	29
2. Noțiuni fundamentale de analiză și proiectare a convertoarelor	30
2.1. Noțiuni de bază.....	30
2.1.1. Relații utile	30
2.1.2. Considerente de funcționare ale convertoarelor statice	32
2.1.3. Modularea în lățime de puls – „Pulse width modulation” (PWM).....	32
2.2. Dimensionarea convertoarelor de curent continuu	33
2.2.1. Dimensionarea inductoarelor.....	33
2.2.2. Dimensionarea condensatoarelor.....	34

3. Studiul Dispozitivelor Semiconductoare de Putere.....	36
3.1. Prezentare generală.....	36
3.1.1. Caracteristici ideale	36
3.1.2. Caracteristici reale	39
3.2. Desfășurarea lucrării.....	43
3.2.1. Tranzistorul bipolar	43
3.2.2. Tranzistorul MOSFET.....	44
4. Convertorul coborâtor de tensiune Buck	45
4.1. Prezentare teoretică.....	45
4.1.1. Funcționarea și analiza convertorului în regimul de curent neîntrerupt	45
4.1.2. Funcționarea în regimul la limită - dimensionarea inductorului	47
4.1.3. Funcționarea în regimul de curent întrerupt	49
4.1.4. Dimensionarea condensatorului	49
4.2. Desfășurarea lucrării de laborator.....	50
4.2.1. Măsurarea experimentală a parametrilor de intrare și de ieșire	50
4.2.2. Achiziționarea principalelor forme de undă	51
5. Convertorul ridicător de tensiune Boost	53
5.1. Prezentare teoretică.....	53
5.1.1. Funcționarea și analiza convertorului în regimul de curent neîntrerupt	53
5.1.2. Funcționarea în regimul la limită - dimensionarea inductorului	55
5.1.3. Funcționarea în regimul de curent întrerupt	56
5.1.4. Dimensionarea condensatorului	57
5.2. Desfășurarea lucrării de laborator.....	58
5.2.1. Măsurarea experimentală a parametrilor de intrare și de ieșire	58
5.2.2. Achiziționarea principalelor forme de undă	59
6. Convertorul coborâtor-ridicător de tensiune Buck-Boost.....	60
6.1. Prezentare teoretică.....	60
6.1.1. Funcționarea și analiza convertorului în regimul de curent neîntrerupt	60
6.1.2. Funcționarea în regimul la limită - dimensionarea inductorului	62
6.1.3. Funcționarea în regimul de curent întrerupt	64
6.1.4. Dimensionarea condensatorului	64
6.2. Desfășurarea lucrării de laborator.....	65

6.2.1. Măsurarea experimentală a parametrilor de intrare și de ieșire	65
6.2.2. Achiziționarea principalelor forme de undă	66
7. Simulări ale convertoarelor de curent continuu	68
7.1. Cerințe	68
7.2. Exemplu de simulare	69
8. Invertoare	72
8.1. Prezentare teoretică.....	72
8.1.1. Scheme principale	72
8.1.2. Invertorul monofazat în semipunte.....	72
8.1.3. Invertorul monofazat în punte completă.....	74
8.1.4. Invertorul trifazat.....	77
8.2. Studiu de caz: Invertor monofazat cu tensiune dreptunghiulară.....	81
8.2.1. Prezentare generală.....	81
8.2.2. Cerințe	84
8.3. Desfășurarea lucrării: Simularea invertoarelor	84
8.4. Informații suplimentare	89
9. Proiect practic	90
9.1. Cerințe	90
9.1.1. Componenta proiectului	90
9.2. Instrucțiuni de realizare ale proiectului	92
9.2.1. Prezentare de ansamblu a proiectului	92
9.2.2. Simulare proiect	93
9.2.3. Realizare schemă și PCB proiect.....	93
10. Anexe	94
10.1. Pulse Width Modulation (PWM).....	94
10.2. Forme de undă pentru convertorul Buck	100
10.3. Forme de undă pentru convertorul Boost	106
10.4. Forme de undă pentru convertorul Buck-Boost.....	110
10.5. Forme de undă pentru invertorul cu tensiune dreptunghiulară.....	116
Bibliografie	119

PREFAȚĂ

Am realizat acest material cu scopul eficientizării studiului convertoarelor statice, înglobând într-un singur loc informații teoretice într-o formă sintetică, și lucrări practice de laborator.

Manualul începe cu o recapitulare a noțiunilor și relațiilor fundamentale care sunt necesare pentru a înțelege analizele teoretice prezentate în capitolele principale, utile pentru a avea un punct de referință teoretică la îndemână, sau pentru a duce la bun sfârșit calculele din cerințele lucrărilor practice.

În lucrare sunt prezentate și analizate convertoarele clasice de curent continuu și de curent alternativ, cu scheme, principii de funcționare, forme de undă teoretice și experimentale, demonstrarea relațiilor principale, dimensionarea componentelor pentru diferite regimuri de funcționare, și instrucțiuni de realizare a lucrărilor practice.

Pe lângă analiza teoretică din prima parte a fiecărui capitol, lucrările practice conțin și tabele pentru completarea rezultatelor pentru a putea face o mai bună legătură între informațiile obținute practic și cele teoretice din același capitol. Pentru a avea o imagine mai bună asupra funcționării convertoarelor, pentru subiectele principale sunt prezentate exemple de simulare ca model pentru teme, pe lângă instrucțiunile de utilizare pentru două programe software de simulare numerică a circuitelor electrice și electronice, des utilizate în domeniul convertoarelor statice.

Din dorința de a face conținutul practic mai interesant, lucrările de laborator sunt prezentate și în format video fiind accesibile prin linkuri către platforma YouTube.

Materialul este publicat exclusiv în format electronic, pentru a fi mai ușor de accesat și utilizat de către cei interesați, cu ajutorul mijloacelor electronice.

Îi mulțumesc domnului profesor Nicolae Muntean pentru propunerea de a scrie acest manual, pentru îndrumare și pentru tot sprijinul oferit.

Sper ca acest manual să vină în ajutor celor interesați de studiul convertoarelor statice.

Dan Hulea

LISTĂ DE TERMENI

Abrevieri

c.c. – curent continuu
c.a. – curent alternativ
GND – ground
MOSFET – metal oxide semiconductor field effect transistor
PWM – pulse width modulation / modulare în lăţime de puls
GTO – Gate Turn-OFF
IGBT – insulated-gate bipolar transistor
RMS – root mean square / radicalul mediei pătratice – valoarea efectivă

Notaţii

R – rezistor
 L – inductor
 C – condensator
 D – diodă
 η – randament
 P_o – valoarea medie a puterii de ieşire
 P_i – valoarea medie a puterii de intrare
 v_L – valoarea instantanee a tensiunii pe bobină
 i_L – valoarea instantanee a curentului prin bobină
 $i_L(0)$ – valoarea iniţială a curentului prin bobină
 v_C – valoarea instantanee a tensiunii pe condensator
 i_C – valoarea instantanee a curentului prin condensator
 $v_C(0)$ – valoarea iniţială a tensiunii pe condensator
 V – valoare medie a tensiunii
 v – valoarea instantanee a tensiunii
 \hat{v} – amplitudinea unei tensiuni
 A_s – amplitudinea unui semnal sinusoidal
 ω – pulsaţia unui semnal alternativ
 v_{PWM} – tensiunea de ieşire a modulatorului PWM
 v_{ref} – tensiunea de referinţă a modulatorului PWM
 v_{mod} – tensiunea modulatorului a modulatorului PWM
 T – perioada de comutaţie,
 t_{on} – intervalul de timp corespunzător duratei pulsului *ON* (1 logic)
 t_{off} – intervalul de timp corespunzător duratei pulsului *OFF* (0 logic)
 D – factorul de umplere, definit ca:
 r_i – raport al variaţiei curentului prin inductor

Δi_L – riplu de curent prin inductor
 I_L – curent mediu prin inductor
 r_v – raport al variației tensiunii pe condensator
 Δv_C – riplu de tensiune pe condensator
 V_C – tensiune medie pe condensator
 i_G – curent de grilă
 i_B – curent de bază
 v_{GS} – tensiune grilă-sursă
 v_{GE} – tensiune grilă-emitor
 t_{rr} – timp de recuperare inversă
 Q_{rr} – sarcina de recuperare inversă
 I_{rr} – curentul invers maxim
 h_{FE} – (β) factorul de amplificare al tranzistorului bipolar
 v_{th} – (threshold voltage) tensiune de deschidere a tranzistorului MOSFET
 C_{gs} – capacitate grilă-sursă
 C_{gd} – capacitate grilă-drenă
 C_{ds} – capacitate drenă-sursă
 P_{sw} – pierderi în comutație
 P_{cond} – pierderi în conducție
 V_o – valoarea medie a tensiunii de ieșire
 V_i – valoarea medie a tensiunii de intrare
 I_i – valoarea medie a curentului de ieșire
 I_o – valoarea medie a curentului de intrare
 v_D – valoarea instantanee a tensiunii pe diodă
 i_D – valoarea instantanee a curentului prin diodă
 v_T – valoarea instantanee a tensiunii pe tranzistor
 i_T – valoarea instantanee a curentului prin tranzistor
 I_{Lim} – curentului prin inductor în regimul la limită
 I_{olim} – curentului la ieșire în regimul la limită

LISTĂ DE FIGURI

Fig. 1.1. Bara de unelte	18
Fig. 1.2. Meniul Edit – selecția componentelor	18
Fig. 1.3. Selectarea unui model pentru un tranzistor MOSFET de tip N.....	19
Fig. 1.4. Configurarea avansată a unei surse de tensiune.....	19
Fig. 1.5. Unealta „Wire”	21
Fig. 1.6. Terminalul „GND”	21
Fig. 1.7. Eticheta „Label”	21
Fig. 1.8. Unealta „Move”	21
Fig. 1.9. Unealta „Drag”	21
Fig. 1.10. Butonul de rulare al simulării	21
Fig. 1.11. Configurarea modului de simulare	21
Fig. 1.12. Sonda de tensiune	22
Fig. 1.13. Sonda de curent	22
Fig. 1.14. Adăugarea formelor de undă pe grafic: „Pick visible traces”.....	22
Fig. 1.15. Unelte de redimensionare a formelor de undă	23
Fig. 1.16. Unealta de text	23
Fig. 1.17. Configurarea implicită a uneltei de text ca și comentariu.....	23
Fig. 1.18. Parametrii instrumentului „Simulation Control”	24
Fig. 1.19. Bara de componente	24
Fig. 1.20. Biblioteca de componente.....	25
Fig. 1.21. Meniul de componente	25
Fig. 1.22. Unealta „Wire”	25
Fig. 1.23. Eticheta „Label”	25
Fig. 1.24. Terminalul „GND”	25
Fig. 1.25. „On-Off Switch Controller”	26
Fig. 1.26. Poarta de negație.....	26
Fig. 1.27. Comparatorul.....	26
Fig. 1.28. Senzorul de tensiune	26
Fig. 1.29. Afișarea mărimilor electrice	26
Fig. 1.30. Vizualizarea tensiunii și a curentului.....	26
Fig. 1.31. Butonul de rulare a simulării	27
Fig. 1.32. Fereastra de adăugare a rezultatelor de simulare	27
Fig. 1.33. Deschiderea „Simview” după ce simularea a fost realizată.....	27
Fig. 1.34. Adăugarea formelor de undă pe grafic	28
Fig. 1.35. Adăugarea unui grafic separat	28
Fig. 1.36. Unelte de dimensionare a graficelor	28
Fig. 1.37. Revenirea la dimensiunea completă a graficului	28
Fig. 1.38. Accesarea cursorilor.....	28
Fig. 1.39. Măsurarea automată a parametrilor din grafice	28
Fig. 1.40. Adăugarea formelor de undă compuse matematic.....	29

Fig. 1.41. Unealta de text	29
Fig. 2.1. Schema unui divizor rezistiv	32
Fig. 2.2. Generarea semnalului PWM.....	32
Fig. 2.3. Mărimi utilizate în determinarea inductivității	33
Fig. 2.4. Mărimi utilizate în determinarea capacității	35
Fig. 3.1. Dioda	37
Fig. 3.2. Caracteristica ideală a diodei	37
Fig. 3.3. Tiristorul	37
Fig. 3.4. Caracteristica ideală a tiristorului	37
Fig. 3.5. Tiristorul GTO.....	38
Fig. 3.6. Caracteristica ideală a tiristorului	38
Fig. 3.7. Tranzistorul bipolar (NPN).....	38
Fig. 3.8. Caracteristica ideală a tranzistorului bipolar	38
Fig. 3.9. Tranzistorul MOSFET (de tip N)	39
Fig. 3.10. Caracteristica ideală a tranzistorului MOSFET	39
Fig. 3.11. Tranzistorul IGBT	39
Fig. 3.12. Caracteristica ideală a tranzistorului IGBT	39
Fig. 3.13. Caracteristica diodei 1N4007 [8].....	40
Fig. 3.14. Caracteristica diodei 1N5817 [9].....	40
Fig. 3.15. Regimul tranzitoriu de blocare al diodei.....	40
Fig. 3.16. Caracteristica reală a unui tranzistor bipolar	41
Fig. 3.17. Caracteristica reală a tranzistorului MOSFET	42
Fig. 3.18. Forme de undă ale regimului de comutație al tranzistorului MOSFET	43
Fig. 3.19. Capacitățile parazite ale tranzistorului MOSFET	43
Fig. 4.1. Schema convertorului buck	45
Fig. 4.2. Schema echivalentă a convertorului buck în intervalul t_{on} și t_{off}	46
Fig. 4.3. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta pentru convertorul buck	46
Fig. 4.4. Formele de undă ale tensiunilor pe dispozitivele semiconductoare și a curentilor prin acestea pentru convertorul buck.....	46
Fig. 4.5. Curentului prin inductor în regimul de funcționare la limită pentru convertorul buck.....	47
Fig. 4.6. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta în regim de curent întrerupt pentru convertorul buck	49
Fig. 4.7. Forma de undă a curentului prin C_o și a riplului de tensiune pe acesta pentru convertorul buck	49
Fig. 5.1. Schema convertorului boost	53
Fig. 5.2. Schema echivalentă a convertorului boost în intervalul t_{on} și t_{off}	53
Fig. 5.3. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta pentru convertorul boost	54
Fig. 5.4. Formele de undă ale tensiunilor pe dispozitivele semiconductoare și a curentilor prin acestea pentru convertorul boost.....	54
Fig. 5.5. Curentului prin inductor în regimul de funcționare la limită pentru convertorul boost.....	55

Fig. 5.6. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta în regim de curent întrerupt pentru convertorul boost.....	56
Fig. 5.7. Forma de undă a curentului prin C_o și a riplului de tensiune pe acesta pentru convertorul boost	57
Fig. 6.1. Schema convertorului buck-boost	60
Fig. 6.2. Schema echivalentă a convertorului buck-boost în intervalul t_{on} și t_{off}	60
Fig. 6.3. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta pentru convertorul buck-boost	61
Fig. 6.4. Formele de undă ale tensiunilor pe dispozitivele semiconductoare și a curentilor prin acestea pentru convertorul buck-boost.....	61
Fig. 6.5. Curentului prin inductor în regimul de funcționare la limită pentru convertorul buck-boost.....	62
Fig. 6.6. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta în regim de curent întrerupt pentru convertorul buck-boost.....	64
Fig. 6.7. Forma de undă a curentului prin C_o și a riplului de tensiune pe acesta pentru convertorul buck-boost	65
Fig. 7.1. Schema de simulare a convertorului buck utilizând componente ideale	69
Fig. 7.2. Schema de simulare a convertorului buck utilizând componente cu elemente parazite.....	69
Fig. 7.3. Forme de undă pentru convertorul buck utilizând componente ideale.....	70
Fig. 7.4. Forme de undă pentru convertorul buck utilizând componente reale.....	70
Fig. 7.5. Tensiunea de ieșire, V_o , și curentul prin inductor, $I(L1)$, utilizând componente ideale.....	70
Fig. 7.6. Tensiunea de ieșire, V_o , și cuarentul prin inductor, $I(L1)$, utilizând componente reale.....	71
Fig. 8.1. Invertorul monofazat în semipunte.....	72
Fig. 8.2. Invertorul monofazat în semipunte cu divizor capacitiv	72
Fig. 8.3. Tensiunea de ieșire a invertorului monofazat în semipunte.....	73
Fig. 8.4. Schemă de principiu de generare PWM sinusoidală pentru invertorul monofazat în semipunte	74
Fig. 8.5. Generare PWM sinusoidală pentru invertorul monofazat în semipunte	74
Fig. 8.6. Invertorul monofazat în punte completă.....	75
Fig. 8.7. Semnalele de comandă ale tranzistoarelor ($T1-T4$), tensiunile de ieșire pe fiecare semipunte (v_{AN} , v_{BN}) și tensiunea de ieșire pe invertor (v_{AB})	75
Fig. 8.8. Schemă de principiu de generare PWM sinusoidală bipolară pentru invertorul monofazat în punte completă	76
Fig. 8.9. Schemă de principiu de generare PWM sinusoidală unipolară pentru invertorul monofazat în punte completă	76
Fig. 8.10. Generare PWM sinusoidală bipolară pentru invertorul monofazat în punte completă.....	76
Fig. 8.11. Generare PWM sinusoidală unipolară pentru invertorul monofazat în punte completă.....	77
Fig. 8.12. Invertorul trifazat având o sarcină trifazată rezistivă în conexiune stea	78
Fig. 8.13. Schema echivalentă a invertorului trifazat pentru starea (0, 0, 1)	78

Fig. 8.14. Schema echivalentă a tensiunilor de ieșire pentru starea (0, 0, 1)	78
Fig. 8.15. Tensiuni obținute la ieșirea unui inverter trifazat	79
Fig. 8.16. Schemă de principiu de generare PWM sinusoidală pentru inverterul trifazat	80
Fig. 8.17. Generare PWM sinusoidală pentru inverterul trifazat	81
Fig. 8.18. Convertorul studiat	82
Fig. 8.19. Schema de forță a convertorului	82
Fig. 8.20. Tensiunea de ieșire a inverterului	83
Fig. 8.21. Tensiunea de la ieșirea transformatorului pe înfășurarea L3	83
Fig. 8.22. Circuitul de forță al inverterului în semipunte	85
Fig. 8.23. Circuitul de control al inverterului în semipunte	85
Fig. 8.24. Semnalul de referință și semnalul modulator	85
Fig. 8.25. Semnalul de referință, semnalul modulator și semnalele PWM	86
Fig. 8.26. Semnalele PWM de comandă, tensiunea și curentul de ieșire pentru un interval de 20ms	87
Fig. 8.27. Semnalele PWM de comandă, tensiunea și curentul de ieșire pentru un interval de 7 perioade de comutație	88
Fig. 8.28. Tensiunea pe rezistența din componența sarcinii rezistiv-inductive	89
Fig. 8.29. Calculul tensiunii efective	89
Fig. 10.1. Semnal 1 PWM	94
Fig. 10.2. Semnal 2 PWM	94
Fig. 10.3. Semnal 3 PWM	95
Fig. 10.4. Semnal 4 PWM	95
Fig. 10.5. Semnal 5 PWM	96
Fig. 10.6. Semnal 6 PWM	96
Fig. 10.7. Semnal 7 PWM	97
Fig. 10.8. Semnal 8 PWM	97
Fig. 10.9. Semnal 9 PWM	98
Fig. 10.10. Semnal 10 PWM	98
Fig. 10.11. Semnal 11 PWM	99
Fig. 10.12. Semnal 12 PWM	99
Fig. 10.13. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt	100
Fig. 10.14. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz	100
Fig. 10.15. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz	101
Fig. 10.16. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz	101
Fig. 10.17. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz	102
Fig. 10.18. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz	102
Fig. 10.19. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz	103

Fig. 10.20. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz	103
Fig. 10.21. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz	104
Fig. 10.22. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent la limită	104
Fig. 10.23. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent întrerupt.....	105
Fig. 10.24. Tensiunea de comandă (C1) și pe diodă (C2) în regimul de curent întrerupt	105
Fig. 10.25. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt	106
Fig. 10.26. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz	106
Fig. 10.27. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz	107
Fig. 10.28. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz	107
Fig. 10.29. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz	108
Fig. 10.30. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz	108
Fig. 10.31. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz	109
Fig. 10.32. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz	109
Fig. 10.33. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt	110
Fig. 10.34. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz	110
Fig. 10.35. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz	111
Fig. 10.36. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz	111
Fig. 10.37. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz	112
Fig. 10.38. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz	112
Fig. 10.39. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz	113
Fig. 10.40. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz	113
Fig. 10.41. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz	114

Fig. 10.42. Tensiunea de comandă (C1), curentul prin inductor (C2) și tensiunea pe diodă (C3) în regimul de curent neîntrerupt.....	114
Fig. 10.43. Tensiunea de comandă (C1), curentul prin inductor (C2) și tensiunea pe diodă (C3) în regimul de curent întrerupt	115
Fig. 10.44. Determinarea amplitudinii și a intervalului de timp pentru pulsul de tensiune pozitivă din tensiunea de ieșire	116
Fig. 10.45. Determinarea amplitudinii și a intervalului de timp pentru pulsul de tensiune zero din tensiunea de ieșire	117
Fig. 10.46. Tensiunea (C1) și curentul (C2) pentru un consumator de tip rezistiv	117
Fig. 10.47. Tensiunea (C1) și curentul (C2) pentru un consumator de tip rezistiv-inductiv	118

LISTĂ DE TABELE

Tabelul 1.1. Lista directivelor SPICE	20
Tabelul 4.1. Valori experimentale ale convertorului buck funcționând la f_{med}	50
Tabelul 4.2. Valori experimentale ale convertorului buck utilizând diferite frecvențe de comutație.....	51
Tabelul 4.3. Valorile măsurate ale riplului de tensiune și curent pentru convertorul buck	51
Tabelul 5.1. Valori experimentale ale convertorului boost funcționând la f_{med}	58
Tabelul 5.2. Valori experimentale ale convertorului boost utilizând diferite frecvențe de comutație.....	58
Tabelul 5.3. Valorile măsurate ale riplului de tensiune și curent pentru convertorul boost	59
Tabelul 6.1. Valori experimentale ale convertorului buck-boost funcționând la f_{med} ..	66
Tabelul 6.2. Valori experimentale ale convertorului boost utilizând diferite frecvențe de comutație.....	66
Tabelul 6.3. Valorile măsurate ale riplului de tensiune și curent pentru convertorul boost	67
Tabelul 10.1. Factor de umplere al semnalelor din Fig. 10.1 - Fig. 10.12.....	99

1. PREZENTAREA PROGRAMELOR DE SIMULARE

1.1. LtSpice

1.1.1. Selecția componentelor

Selecția componentelor se poate realiza din:

- Meniul de componente, accesibil apăsând tasta F2
- Scurtăturile predefinite ale tastelor: R – rezistor, L – inductor, C – condensator, D – diodă, G – ground, T – text
- Bara de unelte, aflată în partea de sus a ecranului: Fig. 1.1
- Din meniul Edit: Fig. 1.2



Fig. 1.1. Bara de unelte

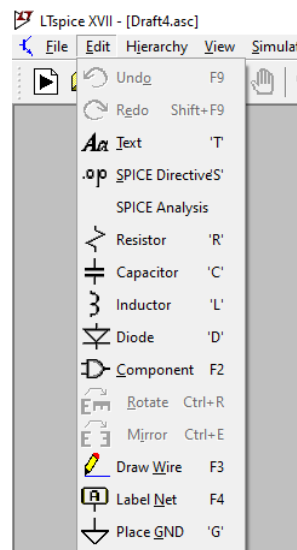


Fig. 1.2. Meniul Edit – selecția componentelor

Componentele selectate pot fi utilizate ca și componente ideale, sau pot avea un model al componentelor reale. Valorile componentelor se selectează din proprietățile fiecărei componente, fiind accesibil prin click-dreapta pe componentă. Pentru a selecta un model real se accesează „Select new <device>”, unde <device> reprezintă tipul componentei. Un exemplu pentru selecția unui model real de tranzistor MOSFET cu canal N este prezentat în Fig. 1.3. Modelul componentei se poate încărca și cu ajutorul directivei spice *.model*.

Modele și simboluri de componente se pot adăuga suplimentar în biblioteca componentelor copiind fișierele aferente în locația de instalare, de obicei în „C:\Program Files\LTC\LTspiceXVII\lib”, în folderele „sub” și „sym”.

În schemă este necesară cel puțin o conexiune la GND, care reprezintă potențialul de referință.

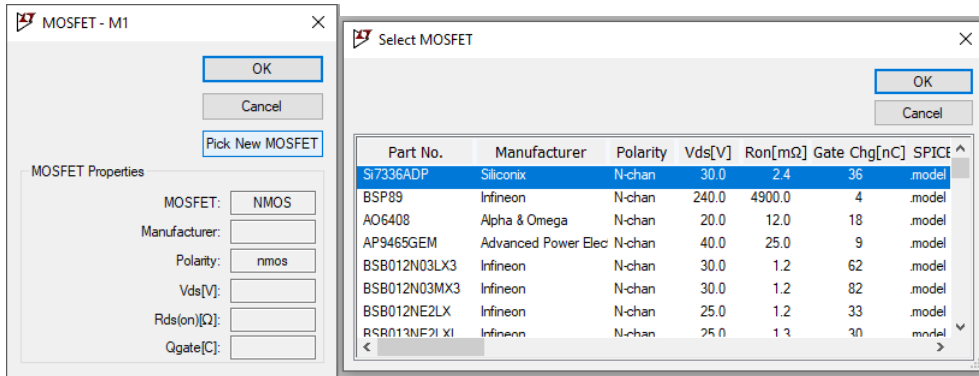


Fig. 1.3. Selectarea unui model pentru un tranzistor MOSFET de tip N

Atenție suplimentară este necesară în configurarea unei surse de tensiune, dacă se dorește altceva decât o sursă de tensiune continuă. O sursă de tensiune se poate adăuga din meniul componentelor (deschis cu tasta F2) sau apăsând tasta V. Din proprietățile sursei (accesate cu click dreapta pe aceasta) se poate accesa „Advanced”, astfel că opțiunile prezentate în Fig. 1.4 devin disponibile. Din această fereastră sursa poate fi configurată ca o sursă dreptunghiulară (PULSE), o sursă sinusoidală (SINE), sau altele.

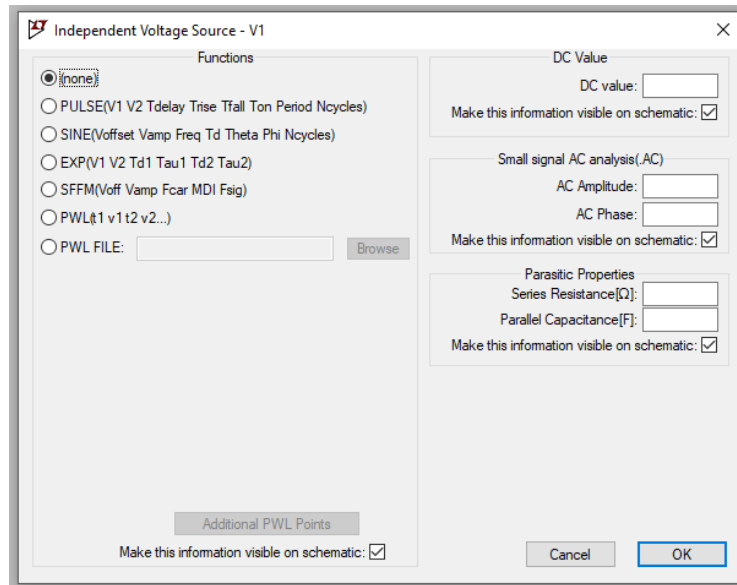


Fig. 1.4. Configurarea avansată a unei surse de tensiune

1.1.2. Directive SPICE

Directivele SPICE sunt instrucțiuni transmise programului de simulare. Acestea sunt de diferite tipuri, dar directiva principală este cea care specifică modul în care se realizează simularea.

O directiva SPICE se poate adăuga în schemă din meniul „Edit”, din bara de componente sau apăsând tasta S. Aceasta începe cu caracterul punct „.”, iar o descriere scurta a acestora este prezentată în Tabelul 1.1.

Tabelul 1.1. Lista directivelor SPICE

Directivă	Descriere
.ac	Realizează o analiză de semnal mic de c.a.
.backanno	Notează numele pinului subcircuitului pe curenții porturilor
.dc	Realizează o analiză de variație a unei surse de c.c.
.end	Indică sfârșitul unui netlist
.ends	Indică sfârșitul unui subcircuit
.four	Realizează o analiză Fourier
.func	Creează o funcție definită de utilizator
.ferret	Descarcă un fișier indicat prin URL
.global	Declară noduri globale
.ic	Include un fișier
.lib	Include o bibliotecă
.loadbias	Încarcă o soluție de c.c. rezolvată anterior
.measure	Măsoară mărimi electrice definite de utilizator
.model	Definește un model SPICE
.net	Calculează parametrii rețelei în analiza .ac
.nodeset	Sugerează soluții inițiale de c.c.
.noise	Realizează o analiză de zgomot
.op	Găsește punctul de funcționare de c.c.
.options	Configurează parametri de simulare
.param	Configurează parametri definiți de utilizator
.save	Limitează cantitatea de date salvate
.savebias	Salvează punctul de funcționare
.step	Realizează analiza cu parametri multipli
.subckt	Definește un subcircuit
.temp	Realizează analiza cu temperaturi multiple
.tf	Calculează funcția de transfer de semnal mic
.tran	Realizează o analiză de regim tranzitoriu nelinear
.wave	Salvează nodurile selectate într-un fișier .wav

1.1.3. Realizarea conexiunilor și mutarea componentelor

Realizarea traseelor electrice între componente se realizează utilizând unealta wire, accesibilă din bara de unelte, din meniul Edit, sau apăsând tasta F3. Conexiunile către potențialul de GND se realizează utilizând terminalul din Fig. 1.6 (toate terminalele GND dintr-o schema sunt conectate implicit împreună). Utilizând eticheta

din Fig. 1.7, accesibilă și cu tasta F4, se conectează electric toate etichetele cu același nume.



Fig. 1.5. Unealta „Wire”



Fig. 1.6. Terminalul „GND”



Fig. 1.7. Eticheta „Label”

Pentru a muta componente sau trasee se utilizează uneltele „Move” sau „Drag”, accesibile în bara de unelte, prezentate Fig. 1.8 respectiv Fig. 1.9, în meniul „Edit”, sau apăsând tasta F7, respectiv F8. Diferențele între cele două este că „Move” mută elemente deconectând celelalte trasee la care acestea sunt conectate, iar „Drag” nu realizează deconectarea.



Fig. 1.8. Unealta „Move”



Fig. 1.9. Unealta „Drag”

1.1.4. Rularea simulării

Pentru a rula simularea se apasă butonul „Run” disponibil în bara de unelte, sau în meniul „Simulate”.



Fig. 1.10. Butonul de rulare al simulării

Dacă modul de simulare nu a fost stabilit printr-o directiva SPICE (de exemplu *.tran*, *.ac*, *.dc*), fereastra de selecție al acestuia se deschide implicit Fig. 1.11. Simulările cele mai comune sunt de cele de regim tranzitoriu („transient”), care se configurează cu directiva *.tran*, și este necesar pentru acestea să se aleagă cel puțin timpul total de simulare „Stop time”.

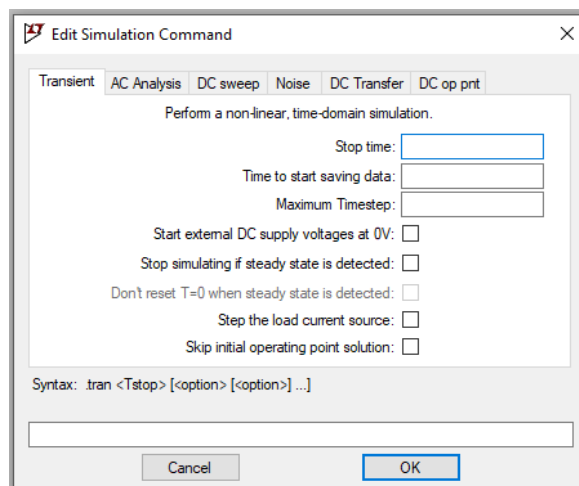


Fig. 1.11. Configurarea modului de simulare

1.1.5. Vizualizarea formelor de undă

Sonde

După ce simularea a fost realizată, fereastra de vizualizare a formelor de undă se deschide în program. Pentru a adăuga forme de undă pe grafic se pot utiliza sonda de tensiune, Fig. 1.12, sau de curent, Fig. 1.13, care acum apar automat dacă cursorul este amplasat pe un traseu, respectiv pe o componentă (sau terminalul acesteia, dacă prezintă mai mult de două terminale).



Fig. 1.12. Sonda de tensiune



Fig. 1.13. Sonda de curent

Sonda de tensiune măsoară tensiunea raportată la potențialul GND ales. Pentru a alege un alt potențial de referință pentru măsură, se poate alege cu click dreapta pe traseul cu alt potențial opțiunea de „Mark Reference”, sau se poate menține click stânga apăsat trasând cursorul între cele două potențiale.

Selectarea formelor de undă

O altă metodă de a afișa formele de undă pe grafic este cu ajutorul uneltei „Pick visible traces” prezentată în Fig. 1.14. O altă variantă este de a accesa lista mărimilor disponibile cu click dreapta pe grafic, și accesarea „Add traces”. Aici se pot realiza operații matematice între formele de undă prezente, de exemplu înmulțirea între tensiune și curent pentru calcularea puterii, scrise în rubrica de expresii „Expresion(s) to add”. Pentru a adăuga un grafic suplimentar, se poate selecta „Add plot planes”.



Fig. 1.14. Adăugarea formelor de undă pe grafic: „Pick visible traces”

Apăsând click dreapta pe numele formei de undă, aflat în partea superioară a graficului, se pot modifica culoarea graficului, se pot adăuga cursoare, sau se poate schimba mărimea vizualizată.

Cursoare

Pentru a introduce cursoare pe grafic, se poate apăsa click stânga pe numele formei de undă din partea superioară a graficului. Pentru a introduce și al doilea cursor apasă click stânga din nou pe numele formei de undă.

Puterea consumată

Pentru a vizualiza automat puterea instantanee consumată de o componentă se poate apăsa tasta Alt și click pe componenta pe care se dorește să se vizualizeze această mărime.

Media mărimii de pe grafic

Pentru a calcula o medie a unei mărimi de pe grafic, se poate apăsa tasta Alt și click pe numele formei de undă.

Unelte de Zoom

Unealta de mărire a formelor de undă este implicit selectată, dar dacă se dorește redimensionarea acestora, alte unelte, prezentate în Fig. 1.15, sunt disponibile în bara

de unelte. Redimensionarea formei de undă la dimensiunea inițială se poate realiza și cu combinația de taste Ctrl+E.



Fig. 1.15. Unelte de redimensionare a formelor de undă

Pentru a selecta limitele de pe axa X, a timpului, saxa Y, se pot accesa meniurile respective apăsând click dreapta pe axă.

1.1.6. Alte mențiuni

Spre deosebire de alte programe comenzile „Undo” și „Redo” sunt accesibile din tasta F9, respectiv combinația de taste Shift+F9.

Pentru a adăuga text în schemă cu rol de simplu comentariu (diferit de o directivă SPICE) se poate utiliza unealta de text din Fig. 1.16, aceasta fiind implicit configurată ca și „Comment” în Fig. 1.17.



Fig. 1.16. Unealta de text

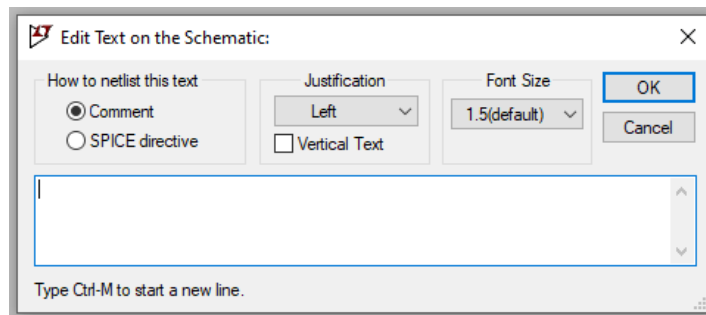


Fig. 1.17. Configurarea implicită a uneltei de text ca și comentariu

Mulți producători de componente oferă modele de componente pentru a fi utilizate în acest program. Dacă acestea nu sunt disponibile pe site-ul producătorului, pot fi căutate pe site-uri specializate cum este [1].

Mai multe informații despre program se pot afla accesând [2].

1.2. PSIM

1.2.1. Simulation control



Pentru a seta caracteristicile de simulare ale programului este util sa se configureze "Simulation Control", disponibil in meniul Simulate - Simulation Control (Fig. 1.18).

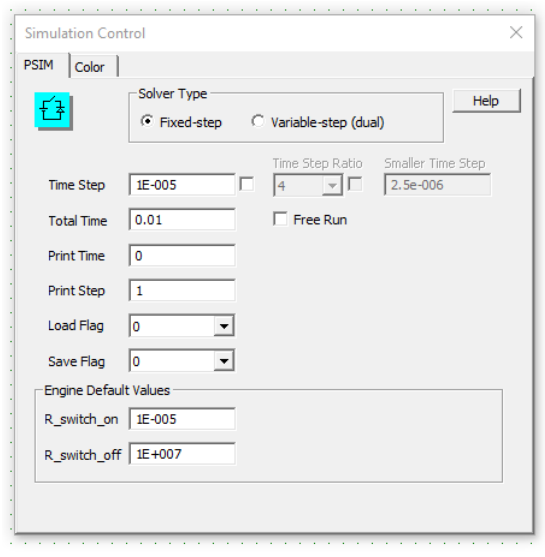


Fig. 1.18. Parametrii instrumentului „Simulation Control”

Cele mai importante caracteristici de configurat din acesta sunt:

- Time step: care indica precizia de simulare (mai mic înseamnă mai precis)
- Total time: care indica timpul total al simulării

1.2.2. Selecția componentelor

Selecția componentelor se poate realiza din:

- Bara de componente, aflată în partea de jos a ecranului: Fig. 1.19
- În biblioteca de componente, aflată în stânga ecranului: Fig. 1.20
- În meniul de componente al programului, aflat în partea de sus a ecranului: Fig. 1.21



Fig. 1.19. Bara de componente

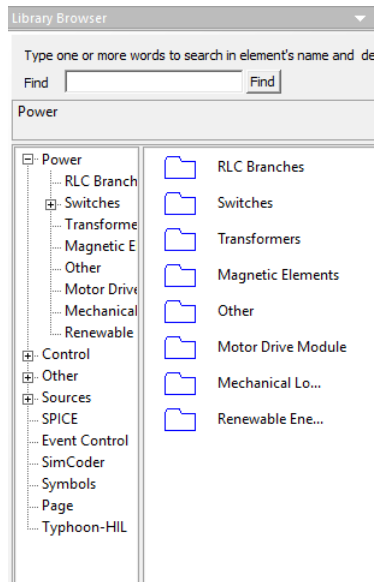


Fig. 1.20. Biblioteca de componente

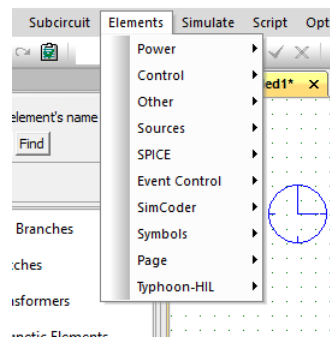


Fig. 1.21. Meniul de componente

1.2.3. Realizarea conexiunilor între componente

Conexiunile electrice între componente se pot realiza în mai multe moduri:

- Utilizând unealta „Wire”, pentru realizarea traseelor electrice: Fig. 1.22
- Utilizând eticheta „Label”, prin care se realizează conexiunea între etichete cu același nume: Fig. 1.23
- Utilizând terminalul „GND” (este recomandat să se utilizeze cel puțin un terminal de GND de referință în schema), prin care circuitele conectate la acesta sunt conectate implicit împreună și se consideră că au potențialul de 0V: Fig. 1.24

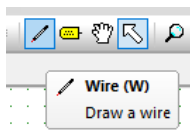


Fig. 1.22. Unealta „Wire”

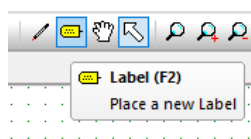


Fig. 1.23. Eticheta „Label”



Fig. 1.24. Terminalul „GND”

După ce se realizează legăturile, programul PSIM stabilește automat tipul de conexiuni:

- Electrice (pentru tensiuni / curenți)
- De semnal / teoretice (pentru mărimi măsurate / calculate)
- De comandă (pentru comanda în grilă a tranzistoarelor)

Toate aceste tipuri de semnale au culori diferite pentru a ajuta utilizatorul să le diferențieze. Dacă există incompatibilități (sau se realizează o conversie între acestea), culoarea semnalului va fi un gradient între cele două culori specifice.

1.2.4. Comanda tranzistoarelor

Pentru a comanda un tranzistor, sau alt element comandabil, este necesar sa se folosească un element de comanda: „On-Off Switch Controller (Fig. 1.25). Acest element face tranziția de la un semnal logic, binar, la un semnal de comanda ce poate fi aplicat in grila unui tranzistor.

Atenție: A nu se confunda acest element cu poarta logică de negație (Fig. 1.26), cu comparatorul (Fig. 1.27) sau cu senzorul de tensiune (Fig. 1.28).



Fig. 1.25. „On-Off Switch Controller”



Fig. 1.26. Poarta de negație



Fig. 1.27. Comparatorul



Fig. 1.28. Senzorul de tensiune

1.2.5. Afișarea mărimilor electrice

Pentru a vizualiza forme de undă ale mărimilor electrice se pot folosi diferiți senzori, descriși de la stânga la dreapta în Fig. 1.29:

- Sonda de tensiune (către masa) – măsoară între borna sondei și GND
- Sonda de tensiune (între două potențiale) – măsoară între bornele sondei
- Sonda de curent – se conectează în serie în circuit



Fig. 1.29. Afișarea mărimilor electrice

Pentru a vizualiza implicit căderea de tensiune pe o componentă sau curentul prin aceasta, se poate seta parametrul „Current Flag”, respectiv „Voltage Flag”, cu valoarea 1, fără a mai fi nevoie să se utilizeze astfel o sondă. De exemplu, pentru rezistorul R1, sunt realizate setările din Fig. 1.30.

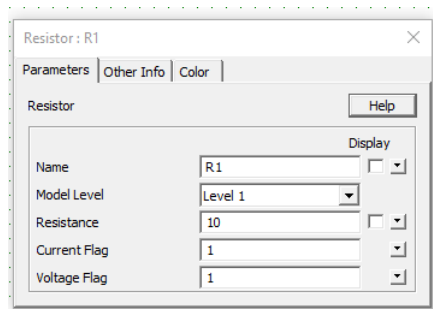


Fig. 1.30. Vizualizarea tensiunii și a curentului utilizând parametrii „Current Flag” și „Voltage Flag”

1.2.6. Rularea simulării

Se realizează apăsând tasta F8 sau butonul din Fig. 1.31.

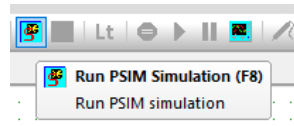


Fig. 1.31. Butonul de rulare a simulării

Odată ce simularea se realizează, programul de vizualizare a formelor de undă, "Simview", se va deschide automat, și va prezenta utilizatorului mărimile disponibile pentru a fi afișate.

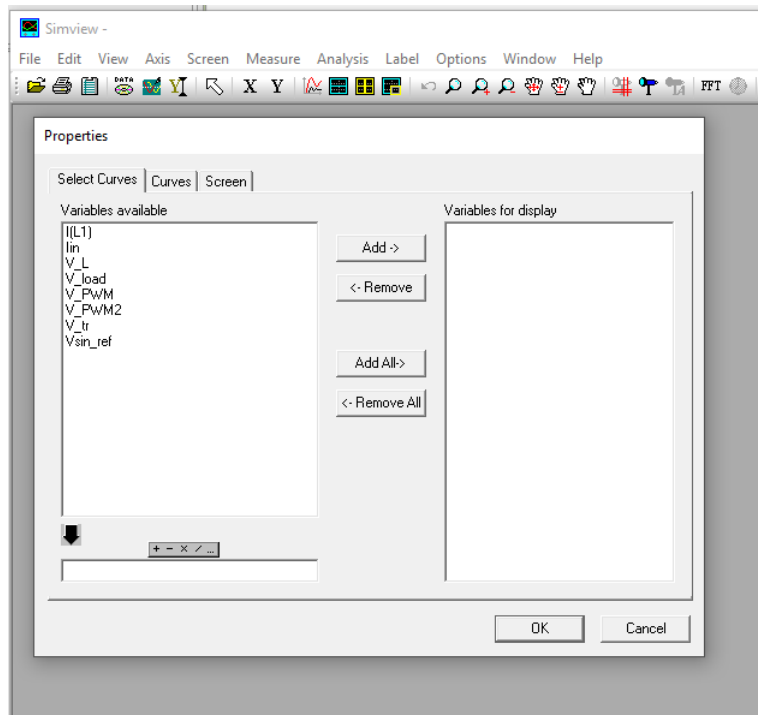


Fig. 1.32. Fereastra de adăugare a rezultatelor de simulare în programul „Simview”

1.2.7. Utilizare Simview

O data ce simularea a fost realizata, acesta se poate deschide de nenumărate ori, fără a fi necesar ca simularea sa fie rulată din nou, apăsând combinația de taste Alt+F8 sau apăsând butonul din Fig. 1.33.

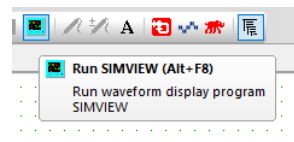


Fig. 1.33. Deschiderea „Simview” după ce simularea a fost realizată

Pentru a adăuga mai multe forme de undă pe același grafic, se poate apăsa dublu-click pe grafic, și se pot selecționa mai multe mărimi, sau se poate apăsa butonul din Fig. 1.34. Pentru a adăuga o forma de undă pe un grafic separat, se poate apăsa butonul din Fig. 1.35.

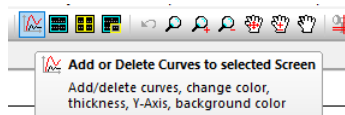


Fig. 1.34. Adăugarea formelor de undă pe grafic

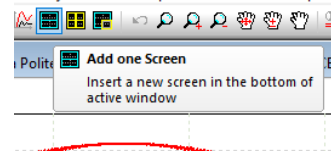


Fig. 1.35. Adăugarea unui grafic separat

Simview dispune și de unelte de dimensionare a graficului (Zoom) prezentate în Fig. 1.36. Pentru a reveni la dimensiunea inițială a imaginii, se poate folosi unealta din Fig. 1.37.



Fig. 1.36. Unelte de dimensionare a graficelor

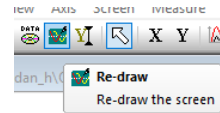


Fig. 1.37. Revenirea la dimensiunea completă a graficului

Cursoarele pot fi accesate utilizând funcția "Measure", din meniul "Measure". Pentru a realiza diverse calcule asupra mărimilor prezentate (mediere, valoare efectivă, etc), se pot utiliza unelte din meniul "Analysis".

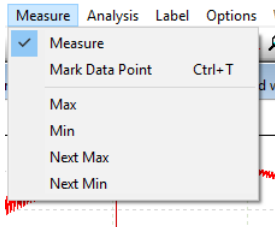


Fig. 1.38. Accesarea cursoarelor

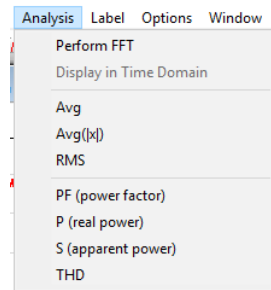



Fig. 1.39. Măsurarea automată a parametrilor din grafice

Utilizând butonul , din fereastra de selecție a mărimilor, acestea se pot adăuga în caseta de calcul aflată în josul acestui buton, se pot scrie relații matematice între acestea, și apoi pot fi adăugate pentru a fi vizualizate utilizând butonul "Add->". Un exemplu este prezentat în Fig. 1.40 pentru reprezentarea puterii instantanee.

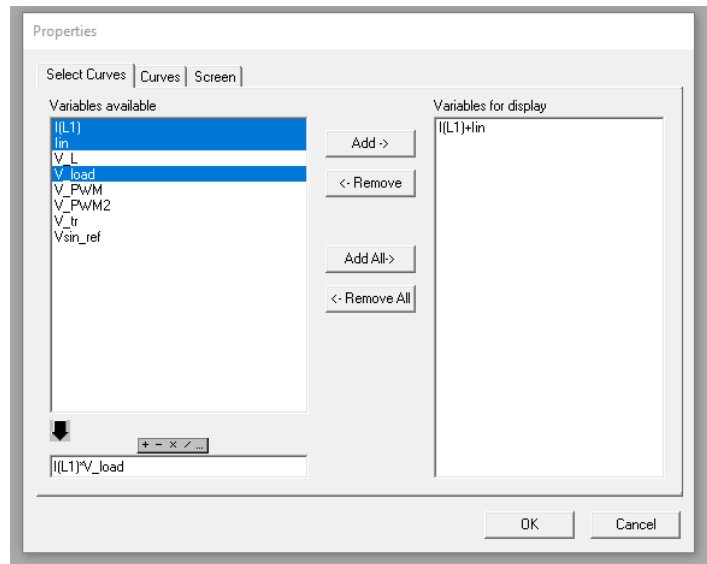


Fig. 1.40. Adăugarea formelor de undă compuse matematic

1.2.8. Alte mențiuni

Pentru componentele selecționate se pot introduce diverse valori, însă doar cele de baza sunt obligatorii. De exemplu, rezistența unui rezistor, capacitatea unui condensator, tensiunea unei surse de tensiune.

Pentru a adăuga text în schema, se poate utiliza tasta F9 sau unealta de text din Fig. 1.41.

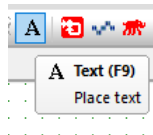


Fig. 1.41. Unealta de text

Pentru a trece peste un regim tranzitoriu, în condensatoare se poate seta "Initial Capacitor Voltage", tensiunea inițială a unui condensator, la valoarea dorită, astfel că simularea va începe direct cu acea valoare pe condensator. Similar, se poate seta curentul inițial prin inductoare.

Pentru a înțelege parametrii componentelor, se poate utiliza meniul "Help", disponibil pentru fiecare componentă în parte. Informații complete pentru utilizarea programului sunt disponibile în manualul acestuia [3].

2. NOȚIUNI FUNDAMENTALE DE ANALIZĂ ȘI PROIECTARE A CONVERTOARELOR

2.1. Noțiuni de bază

2.1.1. Relații utile

Randamentul

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (2.1)$$

unde, P_o este puterea de ieșire și P_i este puterea de intrare.

Dependența tensiune – curent pentru inductor

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.2)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_L dt + i_L(0) \quad (2.3)$$

unde, $v_L = v_L(t)$ este valoarea instantanee a tensiunii pe inductor, $i_L = i_L(t)$ este valoarea instantanee a curentului prin inductor, $i_L(0)$ este valoarea inițială a curentului prin inductor.

O interpretare a relației inductorului, este că tensiunea pe acesta este proporțională cu viteza de variație a curentului prin acesta. Este important de menționat că la variații (ipotetice) treaptă ale curentului, tensiunile vor avea valori infinite pentru o durată de timp infimezimală (impuls Dirac). În mod practic, la întreruperea curentului prin inductor, la borne poate apărea un arc electric prin care se închide curentul din acesta. O altă interpretare a relației este că curentul prin inductor la un anumit moment, este proporțional cu produsul dintre tensiunea aplicată și timpul cât a fost aplicată pe acesta.

Dependența tensiune – curent pentru condensator:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (2.4)$$

$$v_C = \frac{1}{C} \int i_C dt + v_C(0) \quad (2.5)$$

unde, $v_C = v_C(t)$ - valoarea instantanee a tensiunii pe condensator, $i_C = i_C(t)$ - valoarea instantanee a curentului prin condensator, $v_C(0)$ - valoarea inițială a tensiunii pe condensator.

O interpretare a relației, este că curentul prin condensator e proporțional cu viteza de variație a tensiunii pe acesta. Este important de menționat că la variații treaptă ale tensiunii, curentul ar avea valori infinite. În mod practic, la conectarea unei surse de tensiune pe un condensator, va apărea un curent mare, ca de scurtcircuit, limitat doar de rezistențele interne. O altă interpretare este că tensiunea pe condensator este proporțională cu produsul dintre curenții aplicați și timpul cât au fost aplicați pe acesta.

Valoarea medie

$$V = \frac{1}{T} \int_0^T v dt \quad (2.6)$$

unde, $v = v(t)$ – valoarea instantanee a unei mărimi, T – intervalul de timp pe care se calculează valoarea medie

Valoarea efectivă

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} \quad (2.7)$$

unde, $v = v(t)$ – valoarea instantanee a unei mărimi alternative cu perioada T

Aceasta este definită în limba engleză ca „root mean square”, sau RMS. Pentru mărimi electrice, valoarea efectivă a unei tensiuni alternative reprezintă acea valoare a unei tensiuni de c.c. care ar avea aceeași putere disipată (ar produce aceeași încălzire) pe o sarcină rezistivă.

Este important de reținut că doar pentru o mărime **cu formă sinusoidală**, $v_s = v_s(t)$, definită ca:

$$v_s = A_s \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.8)$$

valoarea efectivă a acesteia este egală cu

$$V_s = \frac{A_s}{\sqrt{2}} \quad (2.9)$$

unde, A_s – amplitudinea, și ω – pulsația.

Divizorul de tensiune

Relația între tensiuni pentru această configurație, fiind des utilizată, este util de reținut. Pornind de la schema din Fig. 2.1, se poate demonstra relația între tensiunile de pe rezistențe și tensiunea de intrare.

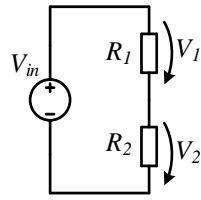


Fig. 2.1. Schema unui divizor rezistiv

$$V_2 = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.10)$$

$$V_1 = V_{in} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.11)$$

2.1.2. Considerente de funcționare ale convertoarelor statice

Pentru analiza convertoarelor de curent continuu se consideră următoarele ipoteze simplificatoare:

- dispozitivele semiconductoare sunt ideale, fără pierderi
- componentele pasive sunt ideale
- randamentul convertorului este unitar
- condensatoarele sunt suficient de mari astfel încât tensiunea pe acestea să fie constantă

2.1.3. Modularea în lățime de puls – „Pulse width modulation” (PWM)

Modularea în lățime de puls este o metoda prin care unui semnal dreptunghiular (v_{PWM}) îi este variat factorul de umplere cu o măsură proporțională cu a unui semnal de referință (v_{ref}). Aceasta este utilizată pentru a obține o valoare medie diferită a semnalului de ieșire și este folosit cu preponderență ca și semnal de control pentru circuitele de comandă ale tranzistoarelor. O metodă de a genera acest semnal este compararea semnalului de referință cu un semnal modulator de tip dinte de fierăstrău (v_{mod} - „sawtooth”), după cum este prezentat în Fig. 2.2.

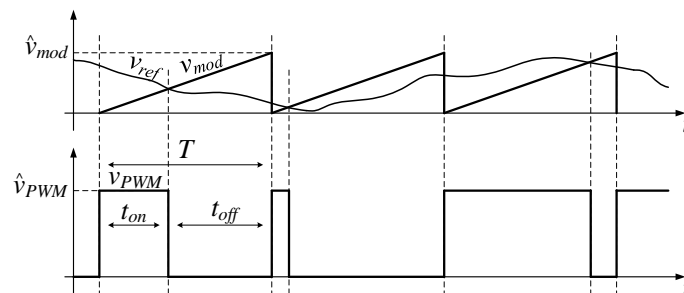


Fig. 2.2. Generarea semnalului PWM

Forma de undă a semnalului de ieșire este un semnal dreptunghiular pentru care se definesc următoarele mărimi:

- T - perioada de comutație,
- t_{on} - intervalul de timp corespunzător duratei pulsului *ON* (1 logic)
- t_{off} - intervalul de timp corespunzător duratei pulsului *OFF* (0 logic)
- D – factorul de umplere, definit ca:

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.12)$$

Acest semnal are frecvența egală cu cea a semnalului modulator, și factor de umplere (D) proporțional cu amplitudinea semnalului de referință (\hat{v}_{ref}) raportată la amplitudinea semnalului modulator (\hat{v}_{mod}). Este important de reținut că viteza de variație a semnalului de referință este mult mai mică decât cea a semnalului modulator (aceasta fiind exagerată în Fig. 2.2), altfel pot apărea comutații suplimentare într-o singură perioadă de comutație. Semnalul PWM poate să fie considerat un semnal logic, sau unul electric, astfel că amplitudinea acestuia (\hat{v}_{PWM}) depinde de aplicație.

Aplicații

Utilizând rezultatele achiziționate în subcapitolul 10.1. Pulse Width Modulation (PWM), pentru un semnal dreptunghiular, calculați factorul de umplere.

2.2. Dimensionarea convertoarelor de curent continuu

2.2.1. Dimensionarea inductoarelor

A. Dimensionarea inductoarelor considerând o variație maximă

În practică și în literatura de specialitate este des utilizată metoda dimensionării inductoarelor considerând o variație maximă a curentului prin aceasta, de obicei în regimul cel mai nefavorabil, adică acela în care variația are cea mai mare valoare [4], [5].

Pentru această metodă se consideră un raport al variației curentului prin inductor, r_i , în funcție de curentul mediu prin acesta, astfel:

$$r_i = \frac{\Delta i_L}{I_L} \quad (2.13)$$

iar mărimile utilizate în relație sunt prezentate în Fig. 2.3.

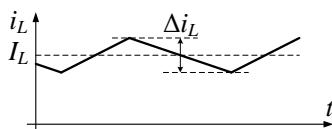


Fig. 2.3. Mărimi utilizate în determinarea inductivității considerând o variație maximă

Valoarea inductivității urmează să fie calculată astfel încât la putere și tensiuni nominale factorul r_i are o valoare fixă, de obicei cuprinsă între 0.2-0.4, în funcție de aplicație, componente, și obiectiv de optimizare.

B. Dimensionarea inductoarelor pentru funcționarea în regimul de curent neîntrerupt

O metodă utilă de a asigura funcționarea unui convertor în regimul de curent neîntrerupt („continuous conduction mode” - CCM) este de a alege o dimensionare a inductorului astfel încât, în cel mai nefavorabil caz, convertorul funcționează în regimul la limita de trecere în regim de curent întrerupt, indiferent de variația tensiunilor de funcționare [6].

Metoda se poate aplica în una dintre cele două condiții:

- tensiunea de intrare se consideră constantă
- tensiunea de ieșire se consideră constantă

Pașii de aplicare a metodei sunt:

- se consideră funcționarea în regimul la limita dintre regimul de curent neîntrerupt, și cel întrerupt, adică curentul prin inductor atingând valoarea de 0 pentru o perioadă foarte scurtă de timp
- se exprimă valoarea medie a curentului prin inductor în funcție de factorul de umplere, inductivitate, frecvență (sau perioadă) de comutație și tensiunea considerată constantă (de intrare sau ieșire)
- se exprimă valoarea medie a curentului care rezultă constant din funcționare (în cele mai multe cazuri cel de ieșire) în funcție de curentul prin inductor și factorul de umplere
- din relația curentului de ieșire (care acum are factorul de umplere ca singură mărime variabilă) se poate determina un punct de extrem în funcție de factorul de umplere, care ar exprima curentul minim sub valoarea căruia convertorul ar intra în funcționarea de regim de curent întrerupt
- pentru valoarea aceluia punct de extrem determinat de factorul de umplere, se poate calcula valoarea inductivității din relația determinată anterior

2.2.2. Dimensionarea condensatoarelor

Pentru a aplica această metodă, se reprezintă forma de undă a curentului prin condensator, și a tensiunii pe acesta. După cum e prezentat în (2.5) tensiunea pe condensator este egală cu integrala curentului prin acesta, însumată cu o valoare (inițial) continuă.

Similar cu dimensionarea inductoarelor considerând o variație maximă a curentului, și condensatoarele se pot dimensiona în mod similar, considerând un raport al variației tensiunii pe condensator, r_v , în funcție de variația tensiunii pe condensator, Δv_C , și tensiunea medie pe acesta, V_C , astfel:

$$r_v = \frac{\Delta v_C}{V_C} \quad (2.14)$$

iar mărimile utilizate în relație sunt prezentate în Fig. 2.4.

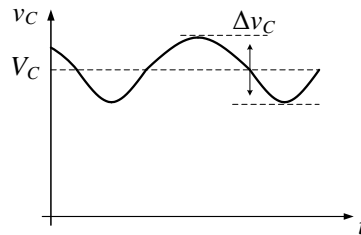


Fig. 2.4. Mărimi utilizate în determinarea capacității considerând o variație maximă

Pentru a satisface ipoteza simplificatoare din paragraful 2.1.2, în care se specifică o tensiune constantă pe condensatoare, variația acesteia se alege ca fiind suficient de mică cât să poată fi considerată continuă chiar dacă în funcționarea experimentală aceasta prezintă o oscilație de o anumită formă și amplitudine. Valoarea capacității se calculează astfel încât la parametri nominali, factorul r_v are o valoare fixă, mult mai mică decât r_i , fiind de obicei cuprins între 0.01-0.02.

3. STUDIUL DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

3.1. Prezentare generală

3.1.1. Caracteristici ideale

Principalele dispozitivele semiconductoare de putere utilizate în componența convertoarelor statice funcționează în regim de comutație, având două stări posibile [6]. Utilizând aceste două stări de funcționare, se obțin randamente mari de funcționare ale convertoarelor statice:

- stare complet deschisă (ON): circulă curent prin circuitul de forță, iar tensiunea pe borne este teoretic 0
- stare blocată (OFF): există o tensiune pe bornele de forță dar nu circulă curent

Există diferite tipuri de dispozitive semiconductoare de putere, și în funcție de modul de comandă se pot clasifica în:

- necomandabile: nu se poate comanda intrarea/ieșirea din starea deschisă/blocată
- semicomandabile: se poate comanda doar intrarea în starea deschisă
- complet comandabile: se poate comanda și intrarea și ieșirea din starea deschisă sau blocată

Modul de funcționare al dispozitivelor se poate reprezenta printr-o caracteristică ideală curent – tensiune, prin care se arată starea în care se află dispozitivul:

- deschisă:
 - curentul prin acesta care poate avea orice valoare de la 0 la $\pm\infty$
 - tensiunea este 0
- blocată:
 - tensiunea pe acesta poate orice valoare de la 0 la $\pm\infty$
 - curentul este 0

Dioda

Caracteristici:

- Denumire terminale: anod (A), catod (K)
- Dispozitiv necomandabil;
- Se deschide la polarizare directă $v_{AK} > 0$, și se blochează în caz contrar



Fig. 3.1. Dioda

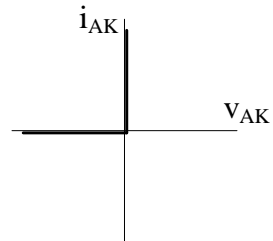


Fig. 3.2. Caracteristica ideală a diodei

Tiristorul

Caracteristici:

- Denumire terminale: anod (A), catod (K), grilă (G)
- Circuit de forță: anod-catod
- Dispozitiv semicomandabil: în circuitul grilă-catod
- Se deschide la aplicarea unui curent în grilă $i_G > 0$, doar la polarizare directă $V_{AK} > 0$
- Se blochează doar după anularea curentului prin circuitul de forță

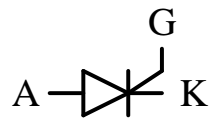


Fig. 3.3. Tiristorul

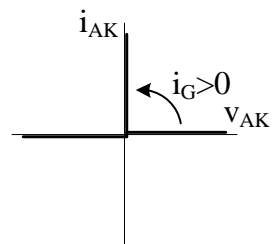


Fig. 3.4. Caracteristica ideală a tiristorului

Tiristorul GTO (Gate Turn-OFF)

Caracteristici:

- Denumire terminale: anod (A), catod (K), grilă (G)
- Circuit de forță: anod-catod
- Dispozitiv comandabil: în circuitul grilă-catod
- Se deschide prin aplicarea unui curent în grilă $i_G > 0$
- Se blochează prin aplicarea unui curent în grilă $i_G < 0$

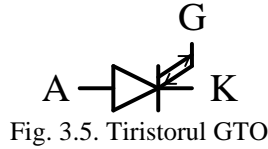


Fig. 3.5. Tiristorul GTO

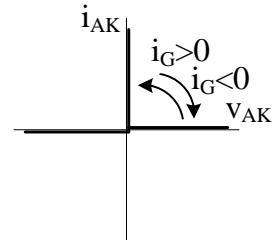


Fig. 3.6. Caracteristica ideală a tiristorului

Tranzistorul Bipolar

Caracteristici:

- Denumire terminale: bază (B), colector (C), Emitor (E)
- Circuit de forță: colector-emitor
- Dispozitiv comandabil: în circuitul bază-emitor
- Se deschide prin aplicarea unui curent în bază $i_B > 0$
- Se blochează prin anularea curentului din bază $i_B = 0$
- Nu poate fi polarizat invers
- Funcționează și în regim de amplificator

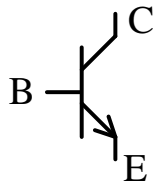


Fig. 3.7. Tranzistorul bipolar (NPN)

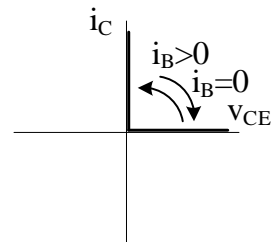


Fig. 3.8. Caracteristica ideală a tranzistorului bipolar

Tranzistorul MOSFET (Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor)

Caracteristici:

- Denumire terminale: grilă (G), drenă (D), sursă (S)
- Circuit de forță: drenă-sursă
- Dispozitiv comandabil: în circuitul grilă-sursă
- Se deschide prin aplicarea unei tensiuni pe grilă-sursă $v_{GS} > 0$
- Se blochează prin anularea tensiunii pe grilă-sursă $v_{GS} = 0$
- În polarizare inversă intră în conducție dioda internă a tranzistorului
- Funcționează și în regim de amplificator

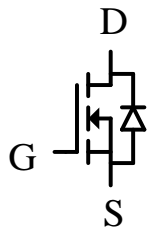


Fig. 3.9. Tranzistorul MOSFET (de tip N)

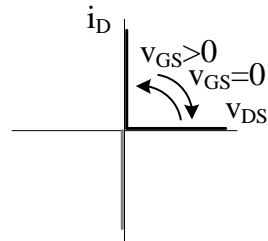


Fig. 3.10. Caracteristica ideală a tranzistorului MOSFET

Tranzistorul IGBT (*insulated-gate bipolar transistor*)

Caracteristici:

- Denumire terminale: grilă (G), colector (C), emitor (E)
- Circuit de forță: colector-emitor
- Dispozitiv comandabil: în circuitul grilă-emitor
- Se deschide prin aplicarea unei tensiuni pe grilă-emitor $v_{GE} > 0$
- Se blochează prin anularea tensiunii pe grilă-emitor $v_{GE} = 0$
- Nu poate fi polarizat invers
- Funcționează și în regim de amplificator

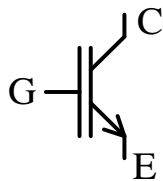


Fig. 3.11. Tranzistorul IGBT

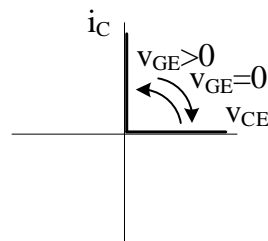


Fig. 3.12. Caracteristica ideală a tranzistorului IGBT

3.1.2. Caracteristici reale

Caracteristicile ideale de funcționare ajută la înțelegerea de principiu a dispozitivului, dar în funcționarea reală caracteristica de funcționare este diferită. În plus, apar și limitări de funcționare în regimul de trecere dintre cele două stări de funcționare.

Dioda

Spre deosebire de cazul ideal, în realitate, dioda se deschide numai după ce pragul de deschidere al acesteia a fost depășit. Acest prag depinde în primul rând de tipul diodei, fapt care este ușor de observat în foaia tehnică a componentei. De exemplu, caracteristica reală a unei diode redresoare, 1N4007, în Fig. 3.13, arată că aceasta se

deschide de la o tensiune de aproximativ 0.6V, iar caracteristica unei diode Schottky, 1N5817, în Fig. 3.14, arată că aceasta se deschide de la aproximativ 0.2V pentru temperatura ambiantă. În plus, variația tensiunii de deschidere a diodei cu temperatură o face să fie un candidat des utilizat în senzorii de temperatură [7]. Se mai observă că există o dependență curent-tensiune pentru dioda aflată în conducție, fapt care se datorează unei rezistențe dinamice.

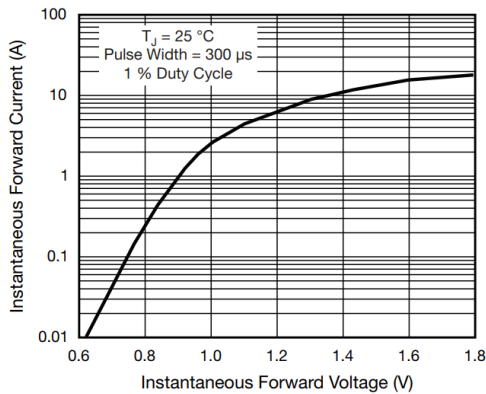


Fig. 3.13. Caracteristica diodei 1N4007 [8]

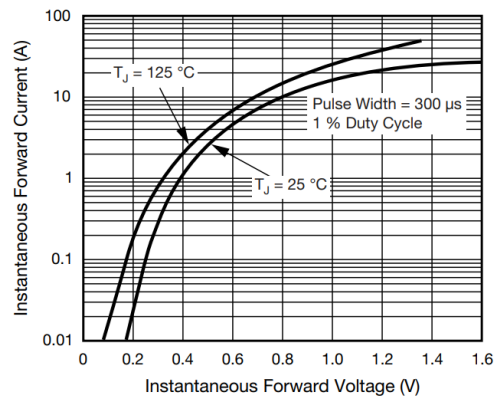


Fig. 3.14. Caracteristica diodei 1N5817 [9]

Pentru regimul tranzitoriu al diodei, este important de subliniat regimul de blocare al acesteia, în special la utilizarea în regimuri de comutație unde apar variații rapide, chiar de peste 100V/ns [10]. Majoritatea diodelor prezintă un regim tranzitoriu de blocare similar cu cel prezentat în Fig. 3.15, astfel că prin aceasta apare un curent invers, dat de viteza cu care intră în conducție tranzistorul (conectat de obicei în serie cu aceasta) și implicit de panta curentului. Parametrii din foaia de catalog care apar pentru acest regim sunt, de obicei, intervalul de timp în care curentul revine la 0, t_{rr} , sarcina de recuperare inversă, Q_{rr} , curentul invers maxim, I_{rr} , și alți parametrii la care s-a realizat măsurătoarea.

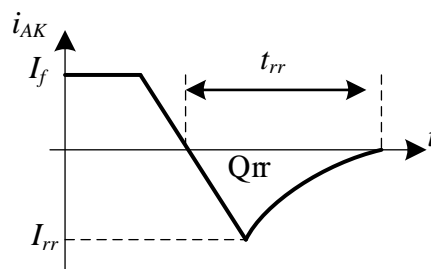


Fig. 3.15. Regimul tranzitoriu de blocare al diodei

Tranzistorul bipolar

Spre deosebire de diodă și tiristoare, cu ajutorul tranzistorului se poate controla curentul din circuitul de forță (colector-emitor), în funcție de curentul din bază, după următoarea relație:

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B \quad (2.15)$$

unde h_{FE} (notat și β) reprezintă factorul de amplificare al tranzistorului.

Caracteristica reală a unui tranzistor bipolar este reprezentată în Fig. 3.16. În aceasta se pot deosebi trei zone:

1. Zona de saturație, în care se poate considera din punctul de vedere al convertoarelor statice că tranzistorul este deschis, având o cădere de tensiune mică pe acesta.
2. Zona de amplificare (activă), care este folosită în circuite de amplificatoare și nu este folosită în convertoare statice datorită pierderilor mari care ar rezulta. În această zonă este valabilă relația (2.15).
3. Zona de blocare.

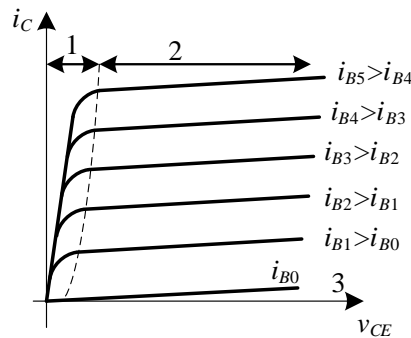


Fig. 3.16. Caracteristica reală a unui tranzistor bipolar

Pentru a menține tranzistorul în zona de saturație, este important ca pentru orice curent de colector, acesta să primească un curent în bază mai mare decât cel dictat de relația (2.15), fără ca acesta să depășească limitele maxime din foaia de catalog.

Tranzistorul MOSFET

Caracteristica tranzistorului MOSFET este prezentată în Fig. 3.17 aceasta fiind delimitată în trei zone diferite:

1. Zona ohmică (lineară) în care tranzistorul se comportă ca o rezistență de mică valoare. Această zonă este de dorit în funcționarea convertoarelor statice, deoarece se consideră că tranzistorul este deschis.
2. Zona de saturație (activă), este utilizată în funcționarea amplificatoarelor.
3. Zona de blocare, pentru tensiuni de comandă $v_{GS} < v_{th}$ („threshold”, de deschidere)

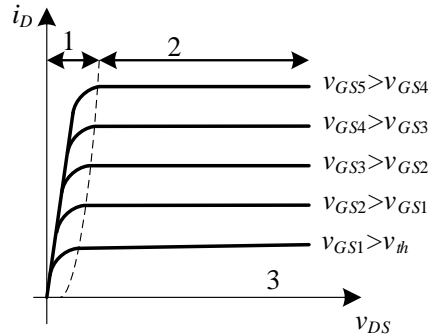


Fig. 3.17. Caracteristica reală a tranzistorului MOSFET

Pentru ca tranzistorul MOSFET să intre în conducție este necesar ca tensiunea aplicată în circuitul grilă-sursă să depășească valoarea de deschidere, v_{th} , care este specificată în foaia de catalog a dispozitivului și are valori cuprinse între 1-4V. Pentru ca acesta să ajungă în zona de funcționare ohmică, unde rezistența internă ajunge la valori de $m\Omega$ și tranzistorul are pierderi în conducție reduse, este suficient în majoritatea cazurilor să se aplice o tensiune de comandă cuprinsă între 12-18V.

Specific tranzistorului MOSFET, datorită construcției acestuia, este dioda internă care conduce atunci când acesta este polarizat invers. Nu doar că această diodă conduce, dar și tranzistorul poate să intre în zona ohmică dacă se aplică tensiune de comandă și să conducă, chiar dacă este polarizat invers. Acest avantaj este utilizat pentru a diminua pierderile în conducție care ar apărea pe diodă, dacă aceasta intră în conducție. Deși dioda internă prezintă un avantaj în anumite aplicații, aceasta poate să aibă performanțe în comutație mult mai reduse decât o diodă specializată, astfel că, dacă este necesar, se poate conecta o diodă suplimentară în antiparalel cu tranzistorul.

Deoarece convertoarele statice funcționează la frecvențe mari, un aspect important de avut în vedere este pierderea în comutație a tranzistorului. Trecerea din starea blocată în starea deschisă, și invers, se realizează într-un anumit, timp în care curentul și tensiunea pe dispozitiv nu sunt nule, tranziție reprezentată în Fig. 3.18. Deoarece curentul și tensiunea sunt diferite de zero în același interval de timp, pe tranzistor apare o putere de pierdere la fiecare comutație. Pentru tranzistorul MOSFET capacitățile parazite ale acestuia (Fig. 3.19) au un impact asupra vitezei de comutație, astfel că pentru a obține un timp cât mai rapid de comutație este necesar ca acestea (în special C_{gs}) să fie încărcate și descărcate cât mai rapid de către circuitul de comandă.

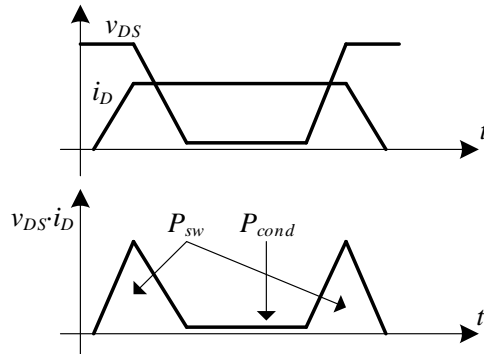


Fig. 3.18. Forme de undă ale regimului de comutație al tranzistorului MOSFET (P_{sw} – pierderi în comutație, P_{cond} – pierderi în conducție)

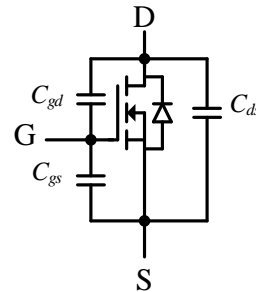


Fig. 3.19. Capacitățile parazite ale tranzistorului MOSFET

3.2. Desfășurarea lucrării

Lucrarea este disponibilă online în format video accesând linkul [11]:

<https://youtu.be/ZWFBS6evGMM>

3.2.1. Tranzistorul bipolar

Realizați schema de simulare pentru alimentarea unei sarcini rezistive de către un tranzistor bipolar comandat cu un semnal de comandă dreptunghiular, având următoarele specificații:

- Tranzistor: 2N3055
- Sursa de alimentare: 10V
- Rezistența de sarcină: 1Ω
- Frecvența de comutație: 50kHz
- Factor de umplere: 50%
- Tranzistorul bipolar trebuie să funcționeze în regimul de saturație/blocare (ON/OFF) astfel că curentul în bază trebuie ales corespunzător

Rezultate

Adăugați următoarele rezultate:

- imagini ale schemei de simulare
- imagini ale rezultatelor de simulare (curent de comanda in baza, curent prin colector, tensiune colector-emitor - pentru 4 perioade de comutație).

Schema de simulare trebuie să conțină în plus față de componentele prezentate, și un text cu numele studentului autor.

Pierderi pe dispozitive

Notați valoarea pierderilor totale pe dispozitiv, calculate de programul de simulare în valoare medie pe toată perioada de simulare.

3.2.2. Tranzistorul MOSFET

Realizați schema de simulare pentru alimentarea unei sarcini rezistive de către un tranzistor bipolar comandat cu un semnal de comandă dreptunghiular, având următoarele specificații:

- Tranzistor: IRFZ44N
- Sursa de alimentare: 10V
- Rezistența de sarcină: 1Ω
- Frecvența de comutație: 50kHz
- Factor de umplere: 50%
- Tranzistorul bipolar trebuie să funcționeze în regimul ohmic/blocare (ON/OFF) astfel că tensiunea de comandă grilă-sursă trebuie aleasă corespunzător

Rezultate

Adăugați următoarele rezultate:

- imagini ale schemei de simulare
- imagini ale rezultatelor de simulare (tensiune grilă-sursă, curent prin drenă, tensiune drenă-sursă - pentru 4 perioade de comutație)

Schema de simulare trebuie să conțină în plus față de componentele prezentate, și un text cu numele studentului autor.

Pierderi pe dispozitive

Notați valoarea pierderilor totale pe dispozitiv, calculate de programul de simulare în valoare medie pe toată perioada de simulare. Dublați frecvența de comutație și notați noua valoare a pierderilor totale pe dispozitiv. Ce puteți spune despre această nouă valoare? De ce considerați că s-a modificat în acest fel?

Aplicați o tensiune inversă pe circuitul drenă-sursă (inversând sursa de alimentare, sau aplicând o tensiune negativă). Ce puteți spune în acest caz despre curentul din circuitul de forță?

Forma de undă a curentului de grilă

Vizualizați și salvați forma de undă a curentului prin rezistența de grilă (R2 din video). Având în vedere că tranzistorul MOSFET se comandă în tensiune, de ce considerați că apare acest curent în grilă?

Alimentarea unei sarcini rezistiv-inductive

Înlocuiți sarcina cu una rezistiv inductivă (1Ω , 100uH), și adăugați o diodă schottky (RB225T-40) în antiparalel cu grupul RL (catodul la plusul alimentării, anodul la dreapta tranzistorului). Vizualizați forma de undă a curentului de sarcină. Vizualizați forma de undă a curentului prin diodă. Justificați motivul pentru care apare un vârf de curent negativ prin dioda.

4. CONVERTORUL COBORĂTOR DE TENSIUNE BUCK

4.1. Prezentare teoretică

4.1.1. Funcționarea și analiza convertorului în regimul de curent neîntrerupt

Schema convertorului buck este prezentată în Fig. 4.1. Acest convertor poate fi realizat cu un tranzistor MOSFET, după cum este prezentat în figură, sau cu orice alt dispozitiv semiconductor complet comandabil. Acesta mai conține principalele elemente pasive între care se realizează transferul de energie, bobina și condensatorul de ieșire. Dioda din circuit preia curentul din inductor în momentul în care tranzistorul este blocat. Condensatorul de la intrare nu are nici un scop în cazul unei surse ideale, el fiind utilizat doar în practică datorită inductanțelor parazite care apar pe circuitul de alimentare.

O explicație simplă a modului de funcționare al convertorului este următoarea: cu ajutorul tranzistorului T se aplică pulsuri de tensiune la ieșire ce sunt filtrate de grupul de componente L - C ; în funcție de valoarea factorului de umplere valoarea medie a tensiunii de ieșire se modifică.

Pentru funcționarea în regim de curent neîntrerupt se consideră că curentul prin inductor este nenul. Demonstrarea funcționării convertorului în acest regim se bazează pe cele două scheme echivalente, în funcție de starea de conducție a tranzistorului, prezentate în Fig. 4.2. În intervalul de timp în care dispozitivul semiconductor (dioda sau tranzistor), este în stare de conducție (deschis) acesta este reprezentat printr-o conexiune directă, iar dacă acesta este blocat, circuitul este întrerupt.

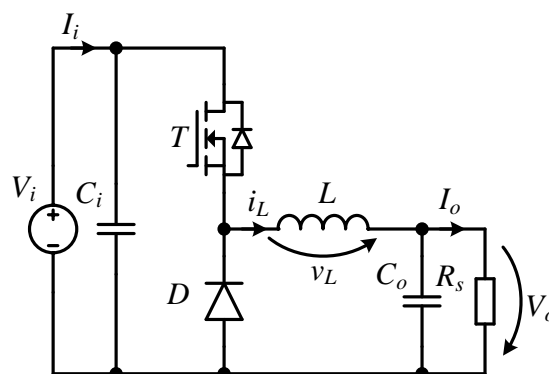


Fig. 4.1. Schema convertorului buck

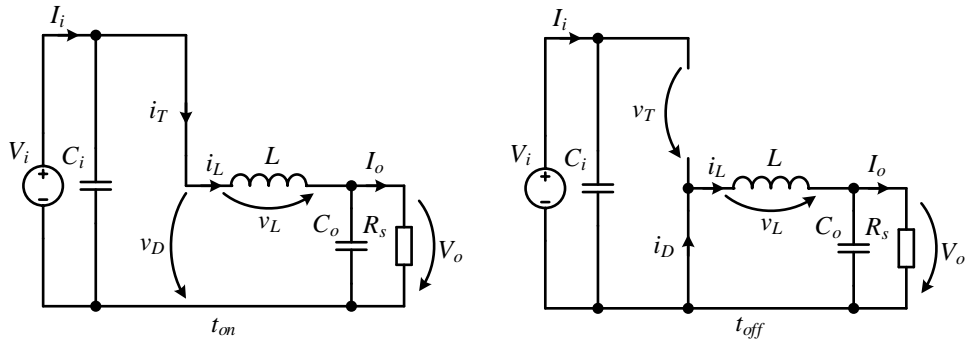


Fig. 4.2. Schema echivalentă a convertorului buck în intervalul t_{on} și t_{off}

Pentru a analiza convertorul se consideră că acesta funcționează în regim staționar, astfel că mărimile electrice au valoarea medie constantă. În plus, se au în vedere și aspectele menționate în subcapitolul 2.1.2.

Principalele forme de undă de funcționare ale convertorului sunt prezentate în Fig. 4.3 - Fig. 4.4.

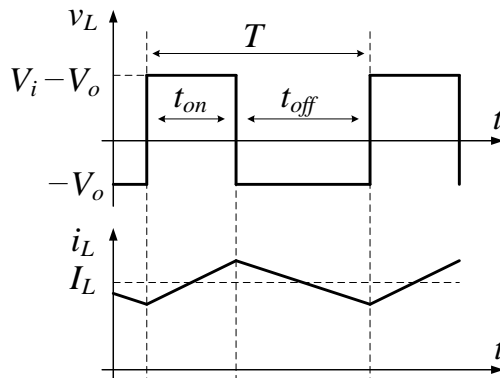


Fig. 4.3. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta pentru convertorul buck

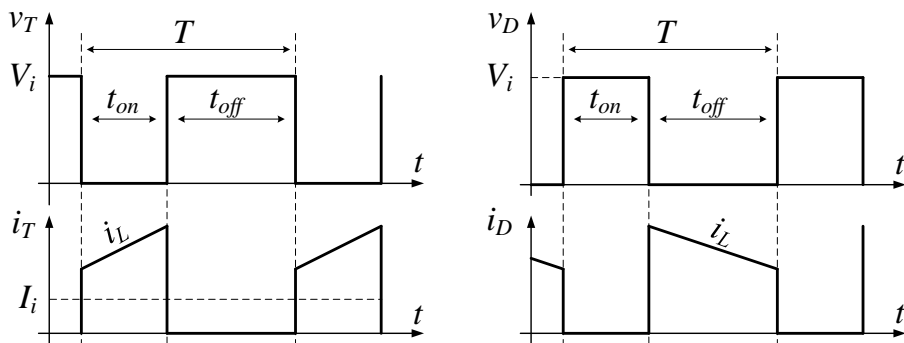


Fig. 4.4. Formele de undă ale tensiunilor pe dispozitivele semiconductoare și a curentilor prin acestea pentru convertorul buck

Din Fig. 4.2 se pot extrage tensiunile aplicate pe inductor pentru cele două stări, acestea având valorile:

$$v_L(t_{on}) = V_i - V_o \quad (4.1)$$

$$v_L(t_{off}) = -V_o \quad (4.2)$$

Deoarece regimul este staționar, mărimile din circuit sunt constante în valoare medie. Printre acestea se numără și curentul prin inductor, care, deși are variații relativ mari (conform paragrafului 2.2.1) se consideră constant în valoare medie. Astfel, utilizând relația (2.2), se poate spune că pentru a menține funcționarea în regim staționar, valoarea medie a tensiunii pe inductor este necesar să fie nulă.

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (4.3)$$

Se calculează valoarea medie a tensiunii pe inductor:

$$V_L = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} v_L(t_{on}) dt + \int_{t_{on}}^T v_L(t_{off}) dt \right) = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} (V_i - V_o) dt + \int_{t_{on}}^T (-V_o) dt \right) = \frac{1}{T} ((V_i - V_o) \cdot t_{on} + (-V_o) \cdot (T - t_{on})) = 0 \quad (4.4)$$

Introducând în relația anterioară factorul de umplere, definit în relația (2.12), aceasta se poate rescrie:

$$(V_i - V_o) \cdot D + (-V_o) \cdot (1 - D) = 0 \quad (4.5)$$

Din ecuația anterioară se poate astfel calcula relația între cele tensiunea de ieșire și cea de intrare:

$$V_o = D \cdot V_i \quad (4.6)$$

4.1.2. Funcționarea în regimul la limită - dimensionarea inductorului

Metoda de dimensionare a inductorului aleasă este descrisă în subcapitolul 2.2.1-B. Pentru această metodă se reprezintă forma de undă a curentului prin inductor în regimul de funcționare la limita de trecere în regim de curent întrerupt în Fig. 4.5.

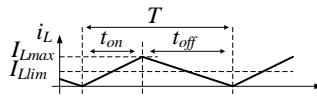


Fig. 4.5. Curentului prin inductor în regimul de funcționare la limită pentru convertorul buck

Utilizând relația (2.3), și cunoscând tensiunea pe inductor din intervalul t_{on} din egalitatea (4.1), se poate calcula valoarea medie a curentului pe inductor în regimul la limită, I_{Llim} , ca fiind jumătate din valoarea maximă a curentului pe inductor. Considerând curentul de ieșire constant, I_{olim} , curentul prin inductor se poate rescrie în funcție de acesta:

$$I_{Lim} = \frac{I_{Lmax}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V_i - V_o) \cdot t_{on}}{L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V_i - V_o) \cdot D \cdot T}{L} = I_{olim} \quad (4.7)$$

În continuare se prezintă mersul de calcul pentru cele două cazuri: când tensiunea de la intrare este constantă sau când tensiunea de la ieșire este constantă.

Dimensionarea inductorului considerând V_o constant

Un caz des întâlnit este cel în care tensiunea de ieșire este constantă, astfel că relația (4.7) se rescrie utilizând (4.6):

$$I_{olim} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V_o / D - V_o) \cdot D \cdot T}{L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T}{L} \quad (4.8)$$

iar relația de calcul a inductorului rezultă ca:

$$L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T}{I_{olim}} \quad (4.9)$$

Se observă că valoarea inductivității este o funcție descrescătoare față de factorul de umplere. Astfel, pentru calculul propriu zis al lui L se va alege cea mai mică valoare a lui D care apare în aplicație, pentru a se asigura funcționarea în regimul de curent neîntrerupt pentru toată gama de tensiuni de intrare, având celelalte mărimi cu o valoare constantă.

Dimensionarea inductorului considerând V_i constant

O aplicație a convertorului având tensiune de ieșire variabilă este pentru modificarea turației unui motor de curent continuu alimentat de acesta.

În acest caz relația (4.7) se rescrie utilizând (4.6), astfel:

$$I_{olim} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V_i - D \cdot V_i) \cdot D \cdot T}{L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot (D - D^2) \cdot T}{L} \quad (4.10)$$

iar relația de calcul a inductorului rezultă ca:

$$L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot (D - D^2) \cdot T}{I_{olim}} \quad (4.11)$$

Calculând derivata relației inductivității, se poate determina punctul de extrem, în care, în cazul de față, inductivitatea ar avea cea mai mare valoare. Cu această valoare s-ar menține funcționare în regimul de curent întrerupt pentru toată gama de variație a tensiunii V_o .

$$\frac{dL}{dD} = (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot T}{I_{olim}} = 0 \quad (4.12)$$

Din calculul derivatei rezultă că punctul de extrem se află la $D = 0.5$. Aceasta reprezintă valoarea la care se calculează L , dacă acel punct se află în intervalul de variație al tensiunilor, altfel alegându-se cea mai apropiată valoare a lui D din intervalul de variație.

4.1.3. Funcționarea în regimul de curent întrerupt

În regimul de curent întrerupt, curentul prin bobină ajunge să fie zero, pentru un anumit interval de timp. În acest interval de timp și tensiunea pe bobină este teoretic nulă. Formele de undă teoretice sunt prezentate în Fig. 4.6.

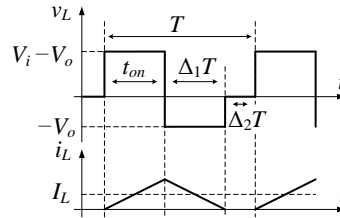


Fig. 4.6. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta în regim de curent întrerupt pentru convertorul buck

Pentru analiza acestui regim se iau în calcul trei intervale de timp, DT , $\Delta_1 T$ și $\Delta_2 T$. Din rezultatul analizei reiese o nouă ecuație de calcul a tensiunii de ieșire a convertorului:

$$V_o = V_i \cdot \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4 \cdot \frac{2L}{RT} \cdot \frac{1}{D^2}}} \quad (4.13)$$

Cel mai important de reținut din aceasta este că tensiunea de ieșire depinde acum și de rezistența de sarcină.

4.1.4. Dimensionarea condensatorului

Dimensionarea condensatorului se realizează după metoda descrisă în paragraful 2.2.2. Pentru aceasta se reprezintă forma de undă a curentului prin condensator, curent care conține componenta alternativă a curentului prin inductor. Forma de undă poate fi astfel reprezentată în Fig. 4.7.

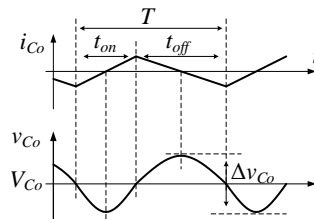


Fig. 4.7. Forma de undă a curentului prin C_o și a riplului de tensiune pe acesta pentru convertorul buck

Din forma de undă se poate observa că variația maximă pe condensator se poate determina în intervalul $(t_{on}/2, t_{on} + t_{off}/2)$, calculând relația (2.5) pentru acest caz:

$$\Delta v_{C_o} = \frac{1}{C_o} \int_{t_{on}/2}^{t_{on}+t_{off}/2} i_{C_o} dt = \frac{1}{C_o} \int_{t_{on}/2}^{t_{on}+t_{off}/2} (i_L - I_o) dt = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T^2}{8 \cdot C_o \cdot L} \quad (4.14)$$

Admițând o valoare maximă a riplului tensiunii, Δv_C , se poate calcula capacitatea necesară pentru cel mai nefavorabil caz:

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T^2}{8 \cdot \Delta v_{C_o} \cdot L} \quad (4.15)$$

4.2. Desfășurarea lucrării de laborator

4.2.1. Măsurarea experimentală a parametrilor de intrare și de ieșire

Lucrarea este disponibilă și în format video accesând linkul [12]:

<https://youtu.be/aF4qJ3VxhJg>

Având în vedere că în majoritatea aplicațiilor acest convertor este folosit pentru reducerea tensiunii de ieșire, aceasta va fi măsurată în primul rând. Pentru această lucrare se va aplica tensiunea de intrare a convertorului, V_i , și se va varia factorul de umplere, D , între valorile minime și maxime cu un pas de 10%, urmând să se măsoare tensiunea de ieșire, V_o , și curentul de intrare, I_i . Frecvența de comutație a montajului se reglează la valoarea f_{med} . Măsurătorile se notează în Tabelul 4.1, iar pe baza acestora se calculează randamentul utilizând relația (2.1). Cu ajutorul relației (4.6) se calculează tensiunea teoretică de ieșire și se notează în tabel.

Valorile pentru V_i , R_s , f_{min} , f_{med} , f_{max} și ceilalți parametri experimentali se stabilesc pe baza manualului standului experimental.

Aceleași măsurători pentru $D=50\%$ se vor repeta pentru alte două frecvențe de comutație, f_{min} și f_{max} iar rezultatele se vor completa în Tabelul 4.2, calculând randamentul și tensiunea teoretică de ieșire. Comparați valorile randamentului obținut pentru cele trei cazuri.

Tabelul 4.1. Valori experimentale ale convertorului buck funcționând la f_{med}

Nr.	D (%)	Valori experimentale			Valori teoretice
		I_i (A)	V_o (V)	η (%)	V_o (V)
1	10				
2	20				
3	30				
4	40				
5	50				
6	60				
7	70				
8	80				
9	90				

Tabelul 4.2. Valori experimentale ale convertorului buck utilizând diferite frecvențe de comutație

Nr.	f (Hz)	Valori experimentale			Valori teoretice
		I_i (A)	V_o (V)	η (%)	V_o (V)
1					
2					
3					

Utilizând datele din Tabelul 4.1 realizați următoarele grafice:

- $V_o = f(D)$, pe același grafic pentru:
 - valorile experimentale,
 - valorile teoretice,
- $\eta = f(P_i)$, pentru valorile experimentale.

Descrieți și comparați graficele obținute.

4.2.2. Achiziționarea principalelor forme de undă

O parte din principalele forme de undă, prezentate în Fig. 4.3 - Fig. 4.7, vor fi achiziționate experimental din montajul de laborator utilizând un osciloscop ce dispune de minim două canale, pentru un factor de umplere $D=50\%$.

Regimul de curent neîntrerupt

Utilizând frecvența de comutație f_{max} achiziționați următoarele formele de undă:

- i_L, v_{PWM} ,
- v_D, v_{PWM} .

Utilizând cuplajul AC al osciloscopului (pentru mărimile i_L și v_o), achiziționați următoarele seturi de mărimi pentru 3 frecvențe de comutație diferite, f_{min} , f_{med} și f_{max} :

- i_L, v_{PWM} ,
- v_o, v_{PWM} .

În măsurătorile de mai sus v_{PWM} reprezintă semnalul de comandă al tranzistorului, generat după metoda descrisă în subcapitolul 2.1.3.

Măsurați de pe formele de undă obținute Δv_o și Δi_L pentru fiecare dintre cele trei frecvențe și notați rezultatele în Tabelul 4.3.

Tabelul 4.3. Valorile măsurate ale riplului de tensiune și curent pentru convertorul buck

Nr.	f (Hz)	Δv_o	Δi_L
1			
2			
3			

Regimul de curent întrerupt

Utilizând frecvența de comutație f_{min} , creșteți rezistența de sarcină până când convertorul funcționează în regimul de curent întrerupt. Pentru această situație achiziționați următoarele forme de undă (achiziționate simultan sau separat):

- i_L, v_D, v_{PWM}

Măsurați tensiunea de ieșire pentru cazul funcționării în regim de curent întrerupt.

Întrebări

1. Ce se observă din compararea formelor de undă obținute experimental la diferite frecvențe?
 - a. Cum variază Δi_L ?
 - b. Cum variază Δv_o ?
2. Ce se observă din compararea formelor de undă obținute experimental cu cele teoretice?
3. Comparați formele de undă achiziționate pentru regimul de curent întrerupt cu cele teoretice din Fig. 4.6. Ce observați? Cum puteți justifica diferența?

Formele de undă achiziționate experimental pot fi comparate cu rezultatele din anexa din subcapitolul 10.2.

5. CONVERTORUL RIDICĂTOR DE TENSIUNE BOOST

5.1. Prezentare teoretică

5.1.1. Funcționarea și analiza convertorului în regimul de curent neîntrerupt

Schema convertorului boost este prezentată în Fig. 5.1. Acesta este reprezentat cu un tranzistor MOSFET, deși orice alt dispozitiv complet comandabil poate fi utilizat.

Funcționarea convertorului este explicată cu ajutorul celor două stări echivalente de conducție, din Fig. 5.2. În intervalul în care tranzistorul este în stare de conducție (t_{on}), bobina este conectată la sursa de alimentare și aceasta se încarcă cu energie. În acest interval dioda deconectează condensatorul de ieșire care alimentează în continuare rezistența de sarcină. În intervalul în care tranzistorul este blocat (t_{off}) dioda se deschide și bobina descarcă energia acumulată anterior condensatorului de ieșire, fiind conectată în acest timp în serie cu sursa de la intrare. Condensatorul de intrare este din nou utilizat doar în scop practic, acesta neavând nici un rol teoretic dacă sursa de intrare este ideală.

În acest regim de funcționare se consideră că curentul prin bobină este neîntrerupt (diferit de zero) pe toată perioada de comutație. Se consideră analiza convertorului în regim staționar, astfel că mărimile electrice au valoarea medie constantă. Se au în vedere și aspectele menționate în subcapitolul 2.1.2.

Principalele forme de undă de funcționare ale convertorului sunt prezentate în Fig. 5.3 și Fig. 5.4.

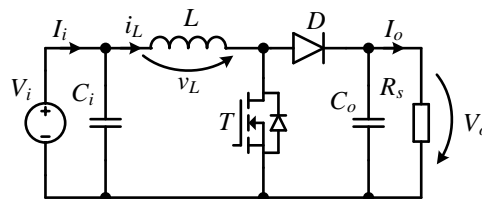


Fig. 5.1. Schema convertorului boost

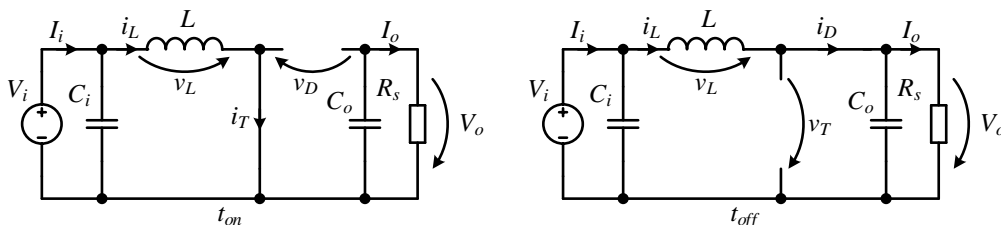


Fig. 5.2. Schema echivalentă a convertorului boost în intervalul t_{on} și t_{off}

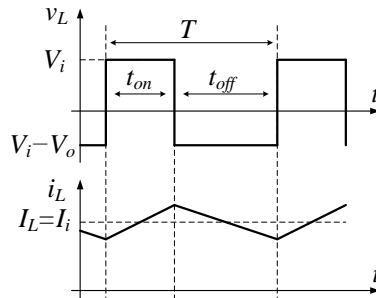


Fig. 5.3. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta pentru convertorul boost

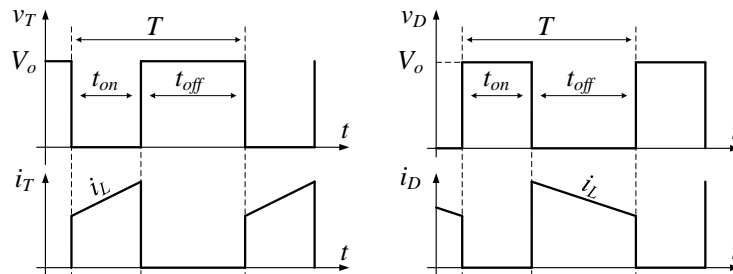


Fig. 5.4. Formele de undă ale tensiunilor pe dispozitivele semiconductoare și a curenturilor prin acestea pentru convertorul boost

Din Fig. 5.2 se extrag tensiunile aplicate pe inductor pentru cele două intervale:

$$v_L(t_{on}) = V_i \quad (5.1)$$

$$v_L(t_{off}) = V_i - V_o \quad (5.2)$$

Considerând regim staționar constant, curentul prin inductor este constant în valoare medie, astfel valoarea medie a tensiunii pe inductor este nulă:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (5.3)$$

Calculând valoarea medie a tensiunii pe inductor se obține:

$$V_L = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} v_L(t_{on}) dt + \int_{t_{on}}^T v_L(t_{off}) dt \right) = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} (V_i) dt + \int_{t_{on}}^T (V_i - V_o) dt \right) = \frac{1}{T} ((V_i) \cdot t_{on} + (V_i - V_o) \cdot (T - t_{on})) = 0 \quad (5.4)$$

Relația anterioară se poate rescrie introducând factorul de umplere definit în (2.12):

$$(V_i) \cdot D + (V_i - V_o) \cdot (1 - D) = 0 \quad (5.5)$$

Din ecuația anterioară se poate astfel calcula relația între tensiunea de ieșire și cea de intrare:

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} \quad (5.6)$$

5.1.2. Funcționarea în regimul la limită - dimensionarea inductorului

Dimensionarea inductorului în regimul la limită este descrisă principal în subcapitolul 2.2.1-B. Pentru aceasta este necesar să se reprezinte forma de undă a curentului prin inductor în regimul de funcționare la limita de trecere în regim de curent întrerupt în Fig. 5.5

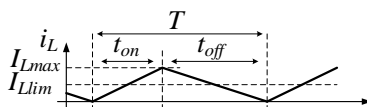


Fig. 5.5. Curentului prin inductor în regimul de funcționare la limită pentru convertorul boost

Cunoscând relația curent-tensiune pentru inductor, (2.3), și cunoscând tensiunea pe inductor din intervalul t_{on} din (5.1), se poate calcula valoarea medie a curentului prin inductor în regimul la limită, I_{Lim} , ca fiind jumătate din valoarea maximă a curentului pe inductor.

$$I_{Lim} = \frac{I_{Lmax}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot t_{on}}{L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} \quad (5.7)$$

În continuare se scrie curentul de ieșire, I_{olim} , în funcție de curentul prin inductor. Considerând un randament unitar, curentul de ieșire se poate calcula:

$$I_o = \frac{V_i \cdot I_i}{V_o} \quad (5.8)$$

Deoarece curentul din inductor este egal cu cel de intrare, curentul de ieșire se calculează:

$$I_{olim} = \frac{V_i}{V_o} \cdot I_{Lim} = \frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} = \frac{V_i}{V_o \cdot \frac{1}{1-D}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (5.9)$$

În secțiunile următoare se prezintă analiza de calcul pentru cazul în care tensiunea de la intrare este constantă și cazul în care tensiunea de la ieșire este constantă.

Dimensionarea inductorului considerând V_o constant

Relația (5.9) se rescrie utilizând (5.6), pentru a obține relația curentului de ieșire în funcție de tensiunea de ieșire:

$$I_{olim} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot D \cdot (1-D)^2 \cdot T}{L} \quad (5.10)$$

iar relația de calcul a inductorului rezultă ca:

$$L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot D \cdot (1-D)^2 \cdot T}{I_{olim}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot (D - 2 \cdot D^2 + D^3) \cdot T}{I_{olim}} \quad (5.11)$$

Derivând relația inductivității în funcție de factorul de umplere se pot afla punctele de extrem.

$$\frac{dL}{dD} = (1 - 4 \cdot D + 3 \cdot D^2) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot T}{I_{olim}} = 0 \quad (5.12)$$

Soluționând ecuația:

$$1 - 4 \cdot D + 3 \cdot D^2 = 0 \quad (5.13)$$

rezultă că punctele de extrem sunt pentru $D=1/3$ și $D=1$.

Dintre acestea, $D=1/3$ este valoarea în care inductivitatea are o valoare maximă, valoarea ce poate menține regimul de curent neîntrerupt pe gama de variație a tensiunii de intrare. Pentru calculul inductivității se va alege valoarea cea mai apropiată a lui D din intervalul de variație care apare în aplicație.

Dimensionarea inductorului considerând V_i constant

În cazul în care tensiunea de intrare este constantă, relația (5.9) se rescrie:

$$L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot D \cdot (1 - D) \cdot T}{I_{olim}} \quad (5.14)$$

Derivata inductivității se utilizează pentru determinarea punctelor de extrem:

$$\frac{dL}{dD} = (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot T}{I_{olim}} = 0 \quad (5.15)$$

Din calculul derivatei rezultă că punctul de extrem este la $D = 0.5$. Această valoare, sau cea mai apropiată valoare din intervalul de variație al factorului de umplere specific pentru aplicația dorită, se utilizează pentru calculul lui L pentru a garanta funcționarea în regimul de curent neîntrerupt.

5.1.3. Funcționarea în regimul de curent întrerupt

În acest regim de funcționare curentul prin bobină se întrerupe, adică are valoarea 0, pentru un anumit interval de timp, după cum e prezentat în Fig. 5.6.

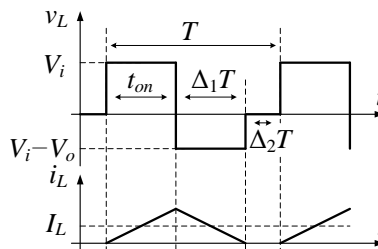


Fig. 5.6. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta în regim de curent întrerupt pentru convertorul boost

Pentru a calcula noua dependență între tensiunea de ieșire și cea de intrare se iau în calcul intervalele de timp DT , $\Delta_1 T$ și $\Delta_2 T$, iar noua relație de calcul este:

$$V_o = V_i \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + 4 \cdot D^2 \cdot \frac{RT}{2L}}}{2} \quad (5.16)$$

Este important de reținut în acest caz că tensiunea de ieșire, nu numai că depinde de rezistența de sarcină, dar dacă aceasta are o valoare foarte mare ($R \rightarrow \infty$) tensiunea de ieșire ar putea să ajungă la valori foarte mari, fiind chiar distructive pentru convertor. Astfel, pentru un convertor boost care este controlat în buclă deschisă (fără să se modifice automat D în funcție de tensiunea de ieșire) este important ca sarcina să nu se deconecteze de la ieșire.

5.1.4. Dimensionarea condensatorului

Pentru a dimensiona condensatorul, se utilizează metoda descrisă în paragraful 2.2.2. Pentru început, este necesar să se reprezinte forma de undă a curentului prin condensator. Aceasta se poate afla scriind expresia curentului pentru cele două intervale de comutație:

$$i_{C_o} = i_D - I_o = \begin{cases} 0 - I_o, & t \in (0, t_{on}) \\ i_L - I_o, & t \in (t_{on}, T) \end{cases} \quad (5.17)$$

Curentul prin condensator se integrează și forma acestuia se reprezintă grafic în Fig. 5.7, pentru a determina intervalele de calcul pentru determinarea riplului de tensiune pe ieșire. Pentru a simplifica analiza s-a considerat un curent de ieșire constant.

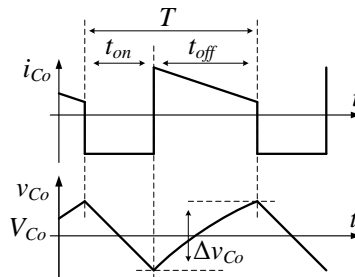


Fig. 5.7. Forma de undă a curentului prin C_o și a riplului de tensiune pe acesta pentru convertorul boost

Din forma de undă se poate observa că riplul de tensiune pe condensator se poate determina fie în intervalul $(0, t_{on})$ în care condensatorul se descarcă, fie în intervalul (t_{on}, T) în care condensatorul se încarcă, cu ajutorul relației (2.5). Pentru simplitate se alege primul interval, scriind semnul negativ corespunzător descărcării:

$$\Delta v_{C_o} = -\frac{1}{C_o} \int_0^{t_{on}} i_C dt = -\frac{1}{C_o} \int_0^{t_{on}} (i_D - I_o) dt = -\frac{1}{C_o} \int_0^{t_{on}} (0 - I_o) dt = \frac{V_o \cdot D \cdot T}{R \cdot C_o} \quad (5.18)$$

Alegând valoarea riplului de tensiune pe ieșire, Δv_{C_o} , se poate calcula capacitatea necesară pentru cazul dorit:

$$C_o = \frac{V_o \cdot D \cdot T}{R \cdot \Delta v_{C_o}} \quad (5.19)$$

5.2. Desfășurarea lucrării de laborator

5.2.1. Măsurarea experimentală a parametrilor de intrare și de ieșire

Lucrarea este disponibilă și în format video accesând linkul [13]:

<https://youtu.be/AaDqvV-iUCQ>

În această lucrare se va modifica tensiunea de ieșire reglând factorul de umplere, D , între valorile minime și maxime cu un pas de 10%, măsurând tensiunea de ieșire, V_o , și curentul de intrare, I_i . Tensiunea de intrare V_i și frecvența montajului se ajustează la valoarea f_{med} , valori definite în manualul standului de laborator, împreună cu ceilalți parametri experimentali, R_s, f_{min}, f_{max} . Valorile măsurate se notează în Tabelul 5.1, și pe baza lor se calculează randamentul, utilizând relația (2.1), și tensiunea teoretică de ieșire, utilizând (5.6). Măsurătorile se vor repeta și pentru alte două frecvențe de comutație, f_{min} și f_{max} pentru $D=50\%$, iar rezultatele se notează în Tabelul 5.2, calculând randamentul și tensiunea de ieșire. Comparați valorile randamentului obținut pentru cele trei cazuri.

Utilizând datele din Tabelul 5.1 realizați următoarele grafice:

- $V_o = f(D)$, pe același grafic pentru:
 - valorile experimentale,
 - valorile teoretice,
- $\eta = f(P_i)$, pentru valorile experimentale.

Descrieți și comparați graficele obținute.

Tabelul 5.1. Valori experimentale ale convertorului boost funcționând la f_{med}

Nr.	D (%)	Valori experimentale			Valori teoretice
		I_i (A)	V_o (V)	η (%)	V_o (V)
1	10				
2	20				
3	30				
4	40				
5	50				
6	60				

Tabelul 5.2. Valori experimentale ale convertorului boost utilizând diferite frecvențe de comutație

Nr.	f (Hz)	Valori experimentale			Valori teoretice
		I_i (A)	V_o (V)	η (%)	V_o (V)
1					
2					
3					

5.2.2. Achiziționarea principalelor forme de undă

Principalele forme de undă, care pot fi comparate cu cele teoretice din Fig. 5.4- Fig. 5.7, se achiziționează pentru un factor de umplere $D=50\%$.

Regimul de curent neîntrerupt

Utilizând frecvența de comutație f_{max} achiziționați următoarele formele de undă:

- i_L, v_{PWM} ,
- v_D, v_{PWM} .

Utilizând cuplajul AC al osciloscopului (pentru mărimile i_L și v_o), achiziționați următoarele seturi de mărimi pentru 3 frecvențe de comutație diferite, f_{min} , f_{med} și f_{max} :

- i_L, v_{PWM} ,
- v_o, v_{PWM} .

(v_{PWM} reprezintă semnalul de comandă, generat după metoda descrisă în 2.1.3)

Măsurați de pe formele de undă obținute Δv_o și Δi_L pentru fiecare dintre cele trei frecvențe și notați rezultatele în Tabelul 5.3.

Întrebări

1. Ce se observă din compara formelor de undă obținute experimental la diferite frecvențe?
 - a. Cum variază Δi_L ?
 - b. Cum variază Δv_o ?
2. Ce se observă din compararea formelor de undă obținute experimental cu cele teoretice?

Formele de undă achiziționate experimental pot fi comparate cu rezultatele din anexa din subcapitolul 10.3.

Un studiu de caz pentru un convertor ridicător de tensiune cu control al tensiunii în buclă închisă este prezentat în materialul video de la linkul [14]:

<https://youtu.be/wXmeUpdav5w>

Tabelul 5.3. Valorile măsurate ale riplului de tensiune și curent pentru convertorul boost

Nr.	f (Hz)	Δv_o	Δi_L
1			
2			
3			

6. CONVERTORUL COBORĂTOR-RIDICĂTOR DE TENSIUNE BUCK-BOOST

6.1. Prezentare teoretică

6.1.1. Funcționarea și analiza convertorului în regimul de curent neîntrerupt

Schema convertorului buck-boost este prezentată în Fig. 6.1. Acesta este reprezentat cu un tranzistor MOSFET, deși se poate realiza cu orice alt dispozitiv complet comandabil.

Funcționarea convertorului se poate explica cu ajutorul celor două scheme echivalente corespunzătoare stărilor tranzistorului, prezentate în Fig. 6.2. În intervalul t_{on} bobina este conectată la sursa de alimentare prin tranzistor, similar cu convertorul boost, iar aceasta se încarcă cu energie. În acest interval condensatorul de la ieșire se descarcă pe rezistența de sarcină fiind deconectat de restul circuitului prin diodă.

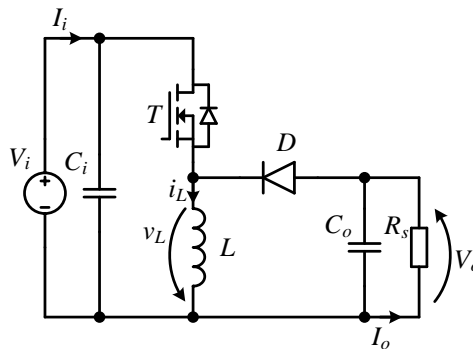


Fig. 6.1. Schema convertorului buck-boost

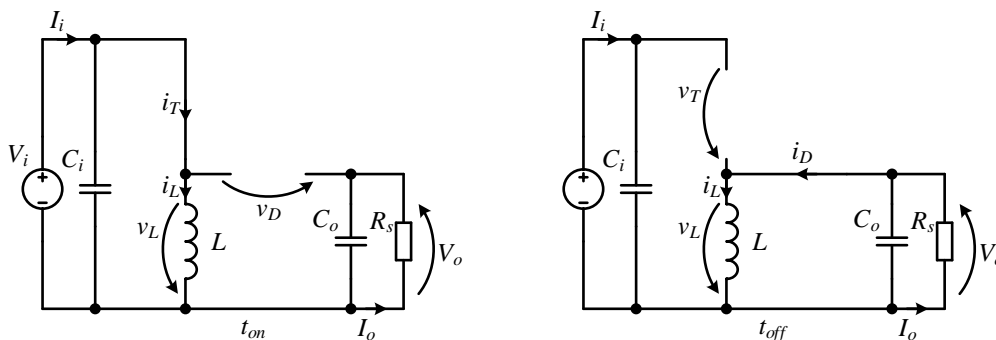


Fig. 6.2. Schema echivalentă a convertorului buck-boost în intervalul t_{on} și t_{off}

Pentru intervalul t_{off} funcționarea este diferită față de convertorul boost, deoarece bobina este deconectată de la intrare de către tranzistor, dar dioda este deschisă și bobina se descarcă pe condensatorul de la ieșire. Condensatorul de intrare are scop practic, acela de a limita influențele impedanței liniei de alimentare.

Este important de observat sensul de încărcare al condensatorului de la ieșire: în sensul în care pe acesta se creează o tensiune negativă raportată la borna negativă de alimentare, care de obicei e considerată potențial de masă. Din cauză că tensiunea de ieșire este negativă față de potențialul de masă, acest convertor se găsește în literatura tehnică cu de numirea de „voltage inverting converter” sau chiar „voltage inverter”, și este important să nu se confunde cu inverterul de c.a.

Regimul de funcționare considerat este de curent neîntrerup, astfel că curentul prin bobină este nenul pe toată durata perioadei de comutație. Din punct de vedere al dinamicii sistemului, convertorul este analizat în regim staționar constant, astfel că mărimile din circuit au o valoare medie (pe o perioadă de comutație) constantă. Aspectele simplificatoare menționate în subcapitolul 2.1.2 se utilizează pentru analiza descrisă în continuare.

Principalele forme de undă ale convertorului sunt prezentate în Fig. 6.3 și Fig. 6.4.

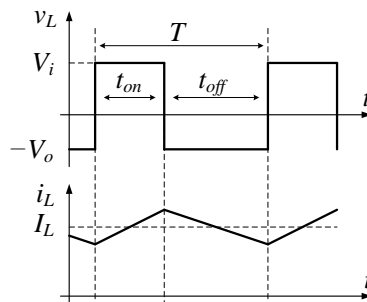


Fig. 6.3. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta pentru convertorul buck-boost

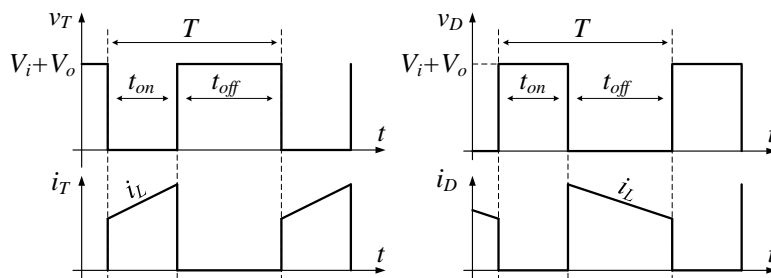


Fig. 6.4. Formele de undă ale tensiunilor pe dispozitivele semiconductoare și a curenturilor prin acestea pentru convertorul buck-boost

Din Fig. 6.2 se extrag tensiunile aplicate pe inductor pentru cele două intervale:

$$v_L(t_{on}) = V_i \quad (6.1)$$

$$v_L(t_{off}) = -V_o \quad (6.2)$$

Regimul de funcționare fiind staționar constant, curentul prin inductor are o medie constantă, astfel valoarea medie a tensiunii pe inductor este nulă:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (6.3)$$

Valoarea medie a tensiunii pe inductor este:

$$V_L = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} v_L(t_{on}) dt + \int_{t_{on}}^T v_L(t_{off}) dt \right) = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} (V_i) dt + \int_{t_{on}}^T (-V_o) dt \right) = \frac{1}{T} ((V_i) \cdot t_{on} + (-V_o) \cdot (T - t_{on})) = 0 \quad (6.4)$$

Relația anterioară se rescrie utilizând factorul de umplere definit în (2.12):

$$(V_i) \cdot D + (-V_o) \cdot (1 - D) = 0 \quad (6.5)$$

Relația între tensiunea de ieșire și cea de intrare:

$$V_o = V_i \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (6.6)$$

6.1.2. Funcționarea în regimul la limită - dimensionarea inductorului

Metoda de dimensionarea a inductorului descrisă în subcapitolul 2.2.1-B este utilizată în acest subcapitol. Forma de undă a curentului prin inductor, în regimul de funcționare la limită este prezentat în Fig. 6.5.

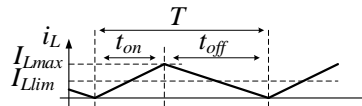


Fig. 6.5. Curentul prin inductor în regimul de funcționare la limită pentru convertorul buck-boost

În relația curent-tensiune pentru inductor, (2.3), se introduce tensiunea pe inductor din intervalul t_{on} din (6.1), și se calculează valoarea medie a curentului prin inductor în regimul la limită, I_{Lim} :

$$I_{Lim} = \frac{I_{Lmax}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot t_{on}}{L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} \quad (6.7)$$

Curentul de ieșire, se poate scrie în funcție de cel de intrare considerând un randament unitar:

$$I_o = \frac{V_i \cdot I_i}{V_o} = I_i \cdot \frac{1-D}{D} \quad (6.8)$$

În valoare medie, următoarea relație este adevărată, conform Fig. 6.1:

$$I_L = I_o + I_i \quad (6.9)$$

Din Fig. 6.2 se pot exprima relații similare pentru curenții de intrare și ieșire în funcție de curentul prin inductor, care este constant, ca fiind o medie calculată în funcție de durata intervalului t_{on} respectiv t_{off} .

$$I_i = D \cdot I_L \quad (6.10)$$

$$I_o = (1-D) \cdot I_L \quad (6.11)$$

În concluzie, utilizând (6.11) curentul de ieșire în regim la limită se calculează:

$$I_{olim} = (1-D) \cdot I_{Lim} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (6.12)$$

În continuare inductanța se calculează pentru cazul în care tensiunea de la intrare este constantă sau pentru cazul în care tensiunea de la ieșire este constantă.

Dimensionarea inductorului considerând V_o constant

Relația (6.12) se rescrie utilizând (6.6):

$$I_{olim} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot \frac{1-D}{D} \cdot D \cdot (1-D) \cdot T}{L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot (1-D)^2 \cdot T}{L} \quad (6.13)$$

Relația de calcul a inductorului rezultă ca:

$$L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot (1-D)^2 \cdot T}{I_{olim}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot (1-2 \cdot D + D^2) \cdot T}{I_{olim}} \quad (6.14)$$

Din derivata inductivității în funcție de factorul de umplere se afla punctele de extrem:

$$\frac{dL}{dD} = (-2 + 2 \cdot D) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot T}{I_{olim}} = 0 \quad (6.15)$$

Rezultă astfel că punctul de extrem este $D=1$, valoare pentru care inductivitatea este minimă. Astfel, punctul pentru care se dimensionează inductivitatea în aplicații practice este cât mai apropiat de $D=0$, unde L are o valoare maximă.

Dimensionarea inductorului considerând V_i constant

În cazul în care tensiunea de intrare este constantă, relația (6.12) se rescrie pentru a exprima inductanța, astfel:

$$L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D) \cdot T}{I_{olim}} \quad (6.16)$$

Din calculul derivatei:

$$\frac{dL}{dD} = (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot T}{I_{olim}} = 0 \quad (6.17)$$

rezultă punctul de extrem la $D = 0.5$, care se utilizează în calculul lui L .

6.1.3. Funcționarea în regimul de curent întrerupt

Formele de undă teoretice pentru acest regim sunt prezentate în Fig. 6.6.

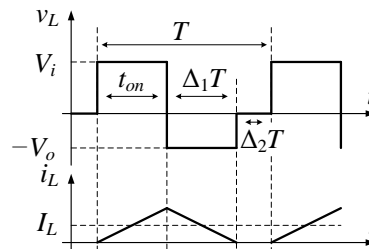


Fig. 6.6. Forma de undă a tensiunii pe inductor și a curentului prin acesta în regim de curent întrerupt pentru convertorul buck-boost

Pentru a calcula relația între tensiunea de ieșire și cea de intrare se iau în calcul intervalele de timp DT , Δ_1T și Δ_2T și se obține:

$$V_o = V_i \cdot \frac{D}{\sqrt{\frac{2L}{RT}}} \quad (6.18)$$

Se observă că și în acest caz, similar cu cel al convertorului boost, dacă rezistența de sarcină crește la o valoare foarte mare și tensiunea de ieșire ar putea să ajungă la valori mari, ce pot defecta convertorul. Din acest motiv este important ca sarcina să nu fie deconectată în timp ce convertorul funcționează cu un factor de umplere fix.

6.1.4. Dimensionarea condensatorului

Pentru a dimensiona condensatorul, se utilizează metoda descrisă în paragraful 2.2.2. Pentru acest convertor, metoda urmează aceiași pași cu cea a convertorului boost. Astfel, curentul prin condensatorul de ieșire este:

$$i_{Co} = i_D - I_o = \begin{cases} 0 - I_o, & t \in (0, t_{on}) \\ i_L - I_o, & t \in (t_{on}, T) \end{cases} \quad (6.19)$$

Tensiunea de ieșire, rezultată din integrarea curentului, este prezentată în Fig. 6.7. Pentru simplificare, curentul de ieșire este considerat constant.

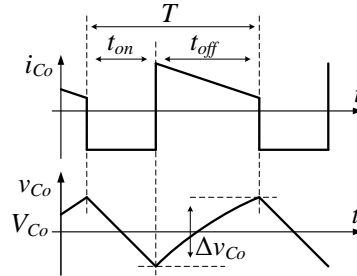


Fig. 6.7. Forma de undă a curentului prin C_o și a riplului de tensiune pe acesta pentru convertorul buck-boost

Riplul de tensiune se determină cu ajutorul relației (2.5), pentru intervalul $(0, t_{on})$, interval în care condensatorul se descarcă:

$$\Delta v_{Co} = -\frac{1}{C_o} \int_0^{t_{on}} i_C dt = -\frac{1}{C_o} \int_0^{t_{on}} (i_D - I_o) dt = -\frac{1}{C_o} \int_0^{t_{on}} (0 - I_o) dt = \frac{V_o \cdot D \cdot T}{R \cdot C_o} \quad (6.20)$$

Capacitatea necesară se poate calcula alegând o valoare acceptată pentru riplul de tensiune de ieșire, Δv_{Co} :

$$C_o = \frac{V_o \cdot D \cdot T}{R \cdot \Delta v_{Co}} \quad (6.21)$$

6.2. Desfășurarea lucrării de laborator

6.2.1. Măsurarea experimentală a parametrilor de intrare și de ieșire

Lucrarea este disponibilă și în format video accesând linkul [15]:

<https://youtu.be/kSSDZASBi3A>

În această lucrare se va modifica tensiunea de ieșire reglând factorul de umplere, D , între valorile minime și maxime cu un pas de 10%, măsurând tensiunea de ieșire, V_o , și curentul de intrare, I_i . Tensiunea de intrare V_i și frecvența montajului se ajustează la valoarea f_{med} , valori definite în manualul standului de laborator, împreună alți parametrii experimentali, R_s, f_{min}, f_{max} . Valorile măsurate se notează în Tabelul 6.1, și pe baza lor se calculează randamentul, utilizând relația (2.1), și tensiunea teoretică de ieșire, utilizând (6.6).

Măsurătorile se vor repeta și pentru alte două frecvențe de comutație, f_{min} și f_{max} pentru $D=50\%$, iar rezultatele se notează în Tabelul 6.2, calculând randamentul și tensiunea de ieșire.

Comparați valorile randamentului obținut pentru cele trei cazuri și comparați diferențele.

Tabelul 6.1. Valori experimentale ale convertorului buck-boost funcționând la f_{med}

Nr.	D (%)	Valori experimentale			Valori teoretice
		I_i (A)	V_o (V)	η (%)	V_o (V)
1	10				
2	20				
3	30				
4	40				
5	50				
6	60				
7	70				

Tabelul 6.2. Valori experimentale ale convertorului boost utilizând diferite frecvențe de comutație

Nr.	f (Hz)	Valori experimentale			Valori teoretice
		I_i (A)	V_o (V)	η (%)	V_o (V)
1					
2					
3					

Utilizând datele din Tabelul 6.1 realizați următoarele grafice:

- $V_o = f(D)$, pe același grafic pentru:
 - valorile experimentale,
 - valorile teoretice,
- $\eta = f(P_i)$, pentru valorile experimentale.

Descrieți și comparați graficele obținute.

6.2.2. Achiziționarea principalelor forme de undă

Principalele forme de undă, ce le au ca referință pe cele teoretice din Fig. 6.3 - Fig. 6.7, se achiziționează pentru un factor de umplere $D=50\%$.

Regimul de curent neîntrerupt

Utilizând frecvența de comutație f_{max} achiziționați următoarele formele de undă:

- i_L, v_{PWM} ,
- v_D, v_{PWM} .

Utilizând cuplajul AC al osciloscopului (pentru mărimile i_L și v_o), achiziționați următoarele seturi de mărimi pentru 3 frecvențe de comutație diferite, f_{min} , f_{med} și f_{max} (semnalul v_{PWM} reprezintă semnalul de comandă al tranzistorului, generat după metoda descrisă în subcapitolul 2.1.3):

- i_L, v_{PWM} ,
- v_o, v_{PWM} .

Măsurăți de pe formele de undă obținute Δv_o și Δi_L pentru fiecare dintre cele trei frecvențe și notați rezultatele în Tabelul 6.3.

Tabelul 6.3. Valorile măsurate ale riplului de tensiune și curent pentru convertorul boost

Nr.	f (Hz)	Δv_o	Δi_L
1			
2			
3			

Regimul de curent întrerupt

Utilizând frecvența de comutație f_{min} , creșteți rezistența de sarcină până când convertorul funcționează în regimul de curent întrerupt. Pentru această situație achiziționați următoarele formele de undă (achiziționate simultan sau separat):

- i_L, v_D, v_{PWM}

Măsurăți tensiunea de ieșire pentru cazul funcționării în regim de curent întrerupt.

Întrebări

1. Ce se observă din compara formelor de undă obținute experimental la diferite frecvențe?
 - a. Cum variază Δi_L ?
 - b. Cum variază Δv_o ?
2. Ce se observă din compararea formelor de undă obținute experimental cu cele teoretice?
3. Comparați formele de undă achiziționate pentru regimul de curent întrerupt cu cele teoretice din Fig. 6.6. Ce observați? Cum puteți justifica diferența?

Formele de undă achiziționate experimental pot fi comparate cu rezultatele din anexa din subcapitolul 10.4.

7. SIMULĂRI ALE CONVERTOARELOR DE CURENT CONTINUU

7.1. Cerințe

Cu ajutorul informațiilor prezentate în lucrările anterioare, realizați simularea convertoarelor:

1. Buck
2. Boost
3. Buck-boost

Pentru aceste convertoare afișați:

- tensiunea de ieșire
- curentul/tensiunea prin/pe inductor
- curentul/tensiunea prin/pe tranzistor
- curentul/tensiunea prin/pe diodă

Simulările se pot realiza utilizând programul LTSpice, PSIM, sau orice alt program de simulare. Informații de utilizare ale programelor LTSpice și PSIM se găsesc în capitolul 1.

Este necesar ca schema de simulare să conțină în plus față de componentele convertorului, și un text cu numele dumneavoastră. Acesta se adaugă în LTSpice utilizând unealta de text (sau apăsând tasta "T"), iar în PSIM utilizând unealta de text (sau apăsând tasta F9).

Parametrii de simulare se aleg, între:

- frecvența de comutație: 40kHz-100kHz
- factorul de umplere: 40-60%
- tensiunea de alimentare: 15-20V
- Sarcina: 8-15 Ω
- Condensatorul: 80-120uF
- Inductorul 80-120uH

Introduceți componente/mărimi parazite și comparați rezultatele. Pentru programul LTSpice se pot alege componente reale. Pentru PSIM se pot introduce componente separate având valori cuprinse între:

- Rezistența serie a condensatorului (ESR): 25-75m Ω
- Rezistența serie a bobinei: 50-150m Ω

Mărimile componentelor active se pot alege între:

- Tensiunea de deschidere a diodei: 0.3-0.7V
- Rezistența r_{DSon} a tranzistorului MOSFET: 10-100m Ω

7.2. Exemplu de simulare

Exemplul de simulare a fost realizat utilizând programul PSIM. În schemă au fost introduse elementele ce intră în compoziția schemei de principiu a convertorului și elementele adiționale specifice programului, descrise în subcapitolul 1.2. Schema de simulare este prezentată în Fig. 7.1 realizată cu componente ideale, și în Fig. 7.2 realizată cu componente ce conțin elementele parazite, care se apropie de funcționarea reală.

Valorile componentelor sunt afișate în schemă, iar pentru a vizualiza formele de undă a fost utilizată o sondă de tensiune pe ieșire, sau a fost configurată secțiunea „Voltage flag” / „Current flag” pentru componentele pe care se doresc să se măsoare tensiunea respectiv curentul. În figurile Fig. 7.3 și Fig. 7.4 sunt reprezentate formele de undă pe un interval de cinci perioade de comutație pentru cele două cazuri, și se poate observa o diferență semnificativă pentru riplul tensiunii de ieșire, în rest fiind aproape identice. O altă mare diferență se poate observa și în regimul tranzitoriu de pornire al convertorului, în Fig. 7.5 și Fig. 7.6, unde se observă un vârf de tensiune și curent mult mai ridicat în cazul utilizării componentelor ideale decât în cazul componentelor reale. În plus, oscilațiile se amortizează în cazul utilizării de elemente parazite.

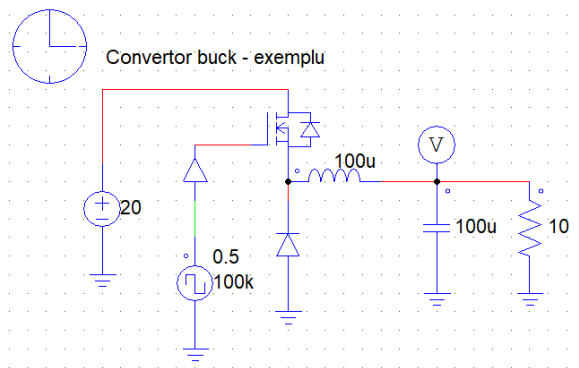


Fig. 7.1. Schema de simulare a convertorului buck utilizând componente ideale

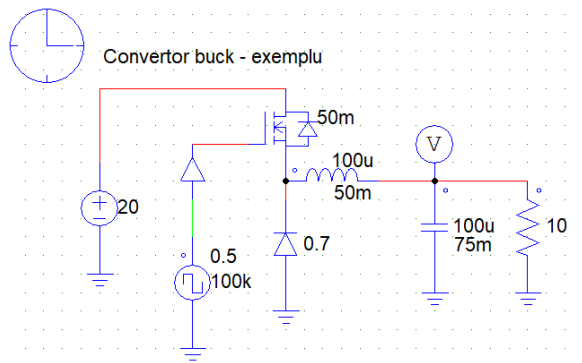


Fig. 7.2. Schema de simulare a convertorului buck utilizând componente cu elemente parazite

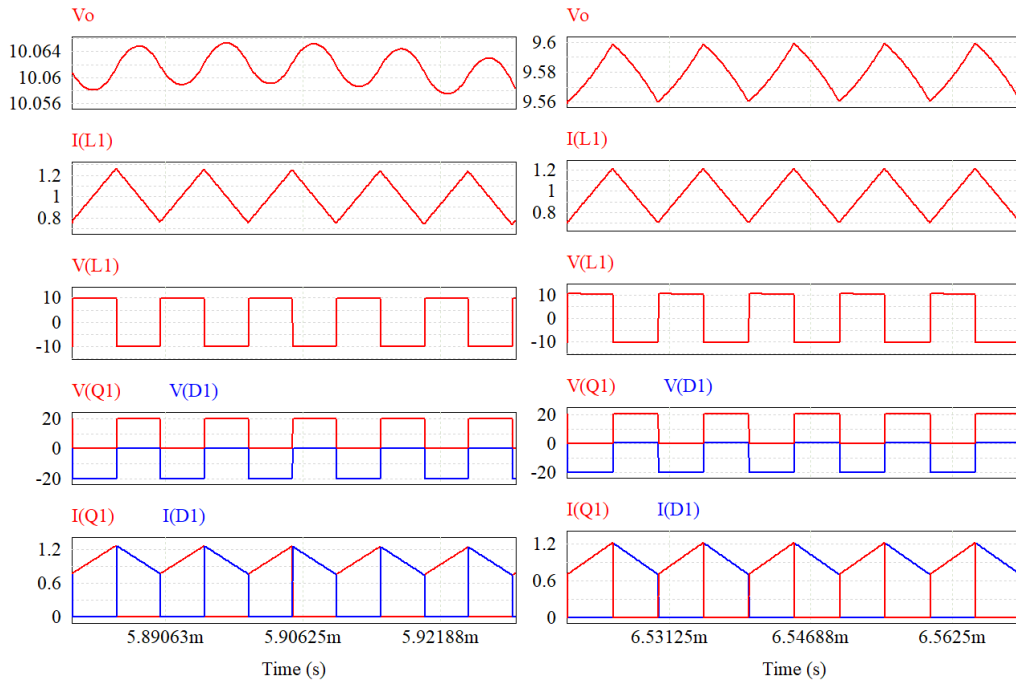


Fig. 7.3. Forme de undă pentru convertorul buck utilizând componente ideale

Fig. 7.4. Forme de undă pentru convertorul buck utilizând componente reale

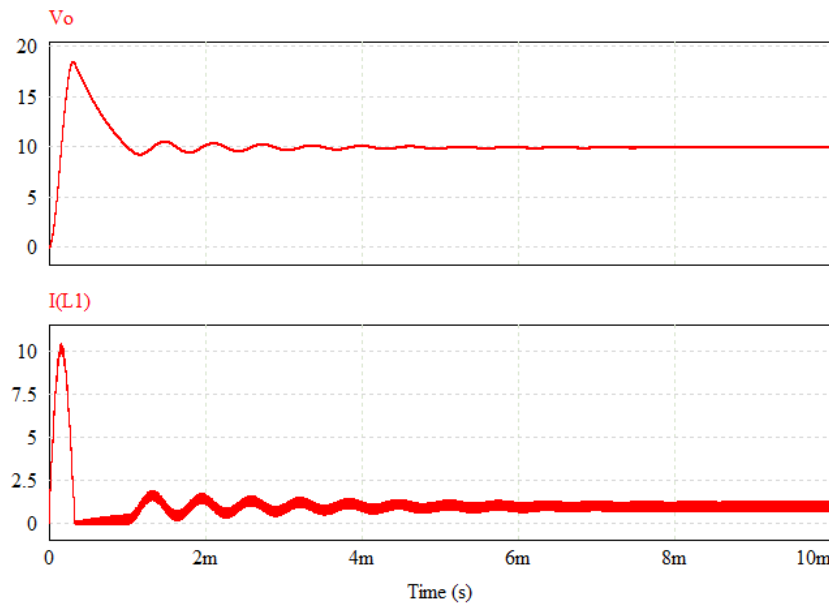


Fig. 7.5. Tensiunea de ieșire, V_o , și curentul prin inductor, $I(L1)$, utilizând componente ideale

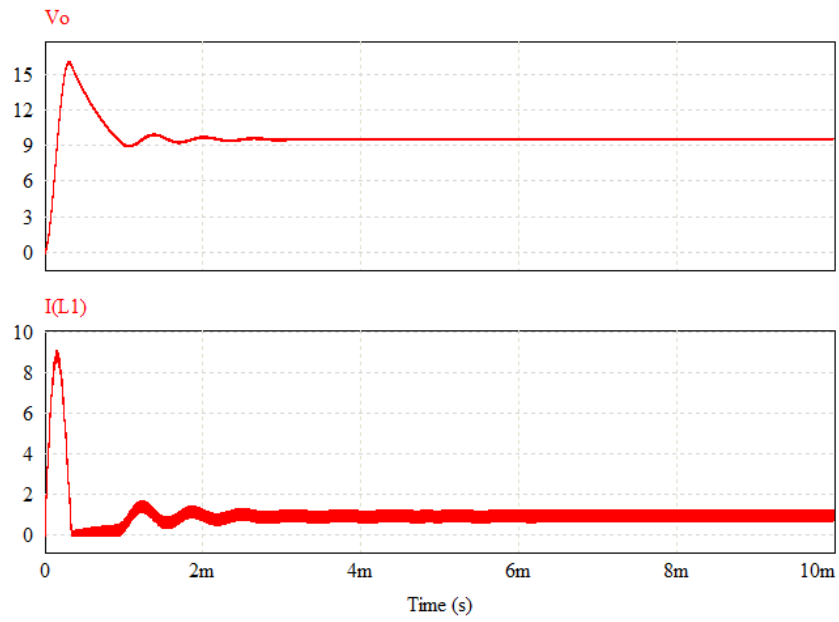


Fig. 7.6. Tensiunea de ieșire, V_o , și curentul prin inductor, $I(L1)$, utilizând componente reale

8. INVERTOARE

8.1. Prezentare teoretică

8.1.1. Scheme principale

Invertoarele sunt convertoare statice care realizează o procesare a energiei din c.c. în curent alternativ. În acest capitol sunt prezentate invertoare de tensiune, care produc o tensiune alternativă, pornind de la o tensiune continuă. Schemele principale prezentate utilizează ca element constructiv semipuntea de 2 tranzistoare. Schemele prezentate în continuare sunt realizate utilizând tranzistoare MOSFET, însă și alte dispozitive semiconductoare pot fi utilizate, cu condiția ca acestea să conțină o diodă conectată în antiparalel cu fiecare.

8.1.2. Invertorul monofazat în semipunte

Un inverter se poate realiza utilizând numai o singură semipunte, realizată cu două tranzistoare, și două surse de tensiune continuă după cum este prezentat în Fig. 8.1, sau două tranzistoare și două condensatoare cu rol de divizor de tensiune, prezentate în Fig. 8.2.

După cum se poate observa în scheme și în Fig. 8.3, tensiunea de la ieșire este fie $+V_d/2$ fie $-V_d/2$, astfel că acest lucru trebuie luat în considerare pentru calculul tensiunii efective de la ieșire.

Important de menționat pentru acest convertor este faptul că tranzistoarele sunt comandate în opoziție de fază astfel încât acestea să nu conducă în același timp pentru a nu produce un scurtcircuit. În implementare practică, se mai introduce un decalaj între intervalele ON ale celor două tranzistoare, un interval de timp relativ scurt în care nici unul nu conduce, numit timp mort, sau „dead time”.

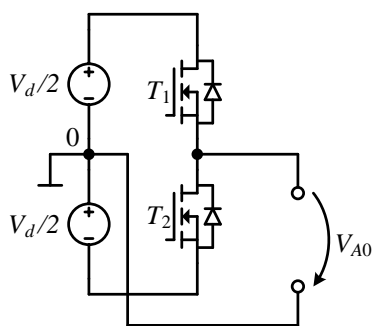


Fig. 8.1. Invertorul monofazat în semipunte

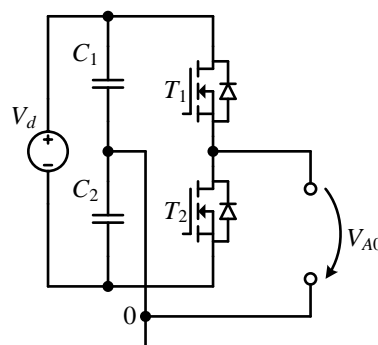


Fig. 8.2. Invertorul monofazat în semipunte cu divizor capacitiv

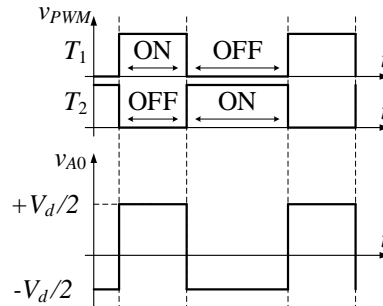


Fig. 8.3. Tensiunea de ieșire a invertoarelor monofazate în semipunte (v_{A0}) și semnalele de comandă ale tranzistoarelor (T_1, T_2)

Generarea semnalelor de comandă pentru invertoarelor monofazate în semipunte

Pentru a obține o tensiune sinusoidală la ieșirea invertoarelor (în valoare medie) și implicit curenți sinusoidali în cazul sarcinilor rezistiv inductive (sau în cazul existenței unor filtre la ieșire), este necesar să existe o metodă adecvată a tranzistoarelor. Metoda clasică de generare PWM se bazează pe metoda descrisă în subcapitolul 2.1.3, cu diferența că se utilizează un semnal triunghiular ca semnal modulator, și o tensiune de referință sinusoidală cu frecvența și forma tensiunii medii pe care o dorim la ieșirea invertoarelor. Semnalul de comandă se aplică unui tranzistor, și apoi celuilalt îi este aplicat un semnal inversat (care poate fi obținut cu o poartă de negație). O schemă de principiu pentru generarea acestui semnal este prezentată în Fig. 8.4. Formele de undă generate cu această metodă sunt prezentate în Fig. 8.5.

Pentru acest tip de comandă este important de reținut că amplitudinea tensiunii de ieșire este egală cu jumătate din amplitudinea tensiunii de alimentare din c.c., și aceasta trebuie aleasă corespunzător pentru a putea obține tensiunea efectivă dorită la ieșire. În plus, în funcție de amplitudinea semnalului de referință, comparativ cu cea a semnalului modulator, tensiunea de la ieșire poate fi redusă suplimentar.

Pentru aceasta se definește un coeficient de modulare în amplitudine, astfel:

$$m_a = \frac{\hat{v}_{ref}}{\hat{v}_{mod}} \tag{7.1}$$

Acest coeficient arată cum se modifică fundamentală amplitudinii tensiunii de ieșire (pentru $m_a < 1$) în relația următoare:

$$\left(\hat{v}_{A0}\right)_1 = m_a \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot \frac{V_d}{2} \tag{7.2}$$

În mod similar se definește și un coeficient de modulare în frecvență care exprimă gradul de fidelitate al tensiunii de ieșire față de cea de referință.

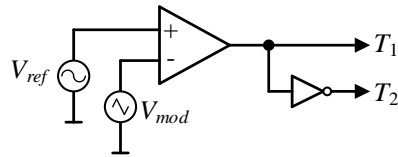


Fig. 8.4. Schemă de principiu de generare PWM sinusoidală pentru inverterul monofazat în semipunte (V_{mod} – semnal modulator triunghiular, V_{ref} – semnal de referință sinusoidal, T_1 , T_2 – semnale de comandă pentru tranzistoare)

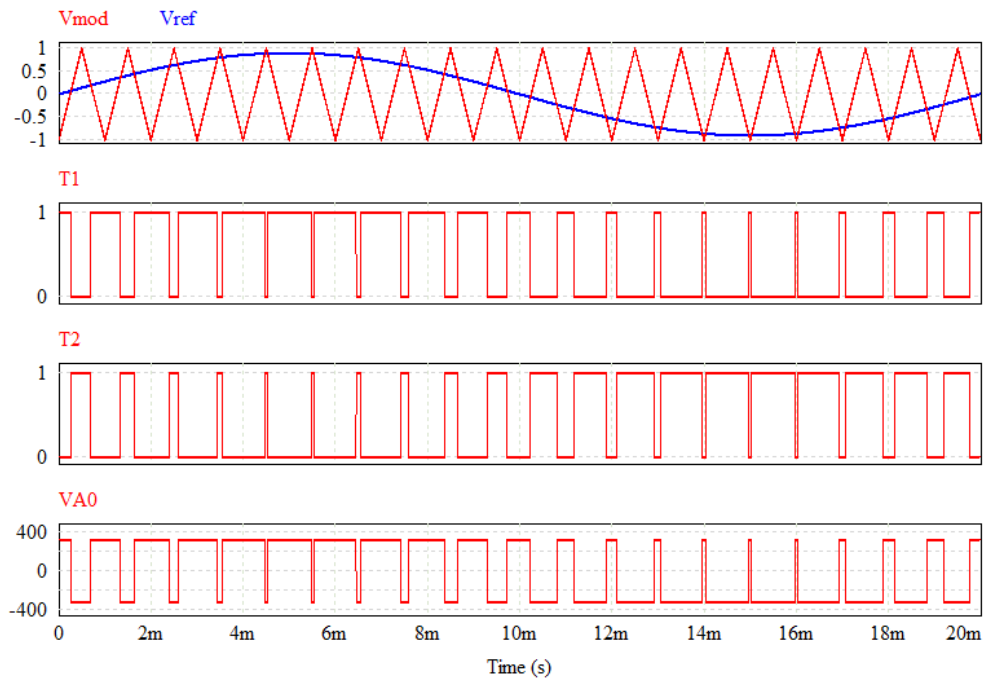


Fig. 8.5. Generare PWM sinusoidală pentru inverterul monofazat în semipunte (V_{mod} – semnal modulator, V_{ref} – semnal de referință, T_1 , T_2 – semnale de comandă pentru tranzistoare, V_{A0} – tensiune de ieșire)

8.1.3. Inverterul monofazat în punte completă

Utilizând două semipunți se poate realiza inverterul monofazat în punte completă, prezentat în Fig. 8.6. Utilizând această schemă se pot realiza tensiuni cu valori egale cu $+V_d$, $-V_d$, sau 0, în funcție de modul în care se realizează comanda tranzistoarelor.

Pentru a simplifica calculul tensiunii de la ieșire se consideră un punct de masă cu potențialul egal cu potențialul negativ de la alimentare. Tensiunea de ieșire pe o semipunte și tensiunea de ieșire a inverterului, în funcție de comanda tranzistoarelor, sunt prezentate în Fig. 8.7. Și pentru această schemă, semnalele de comandă ale tranzistoarelor dintr-o semipunte sunt complementare.

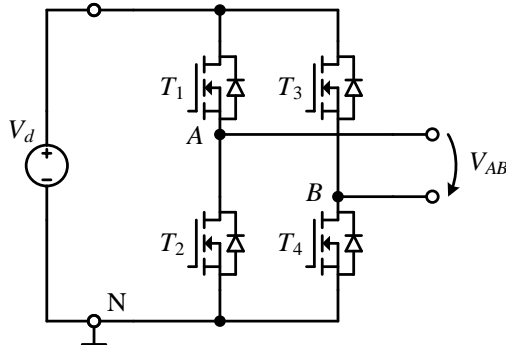


Fig. 8.6. Invertoarea monofazată în punte completă

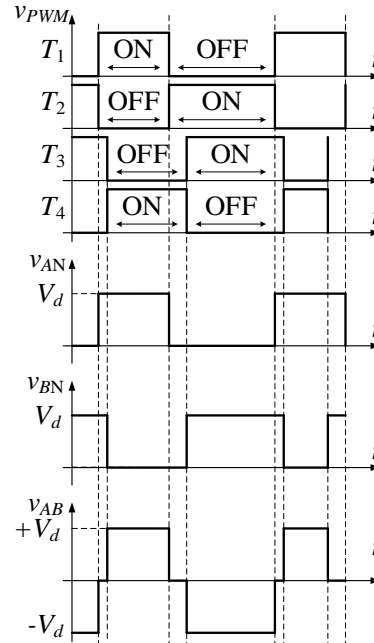


Fig. 8.7. Semnalele de comandă ale tranzistoarelor (T_1 - T_4), tensiunile de ieșire pe fiecare semipunte (v_{AN} , v_{BN}) și tensiunea de ieșire pe invertoare (v_{AB})

Câteva avantaje ale acestei topologii este posibilitatea de a obține la ieșire o tensiune egală cu tensiunea de alimentare, dar și posibilitatea de a obține 0V. În plus, cele două semipunți se pot comanda decalat, având astfel un avantaj care vine în ajutor pentru unele strategii de control prezentate în continuare.

Generarea semnalelor de comandă pentru invertoare monofazată în punte completă

Pentru generarea semnalelor de comandă pentru invertoare monofazată în punte completă se procedează în mod similar cu cazul invertoare monofazată în semipunte, dar în plus se comandă și tranzistoarele T_3 și T_4 , în opoziție cu tranzistoarele T_1 și T_2 , după schema prezentată în Fig. 8.8. Această metodă poartă denumirea de comandă bipolară, și cu ajutorul acesteia se obțin tensiuni cu valoarea $\pm V_d$, la ieșire, după cum este prezentat în Fig. 8.10.

Deoarece cele două semipunți pot fi comandate și independent, după cum a fost prezentat în Fig. 8.7, există și posibilitatea de a genera semnale diferite pentru cele două ramuri, pentru a obține avantaje suplimentare, metoda aceasta fiind denumită comandă unipolară. Astfel, semnalele de comandă pot fi decalate utilizând un circuit cu comparator suplimentar, cu același semnal modulator dar cu referința de tensiune V_{ref2} decalată cu 180° față de prima, V_{ref1} , după schema de principiu prezentată în Fig. 8.9. Astfel, semnalele de comandă pe cele două ramuri ajung să fie decalate la rândul lor, și tensiunea pe ieșire pare că are frecvență de comutație dublă, fără să aibă dezavantajele

care ar apărea la o frecvență mai mare de comutație. În plus, la ieșire, se obține și tensiunea de 0V, după cum se observă în semnalele generate în Fig. 8.11.

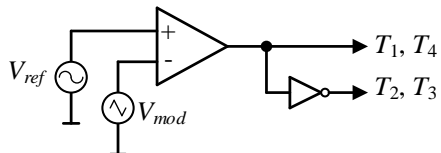


Fig. 8.8. Schemă de principiu de generare PWM sinusoidală bipolară pentru invertorul monofazat în punte completă

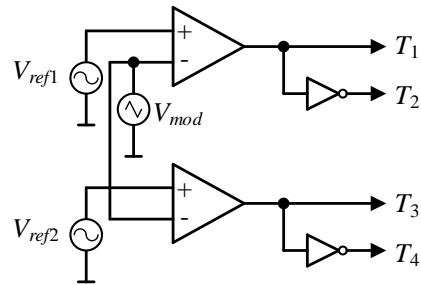


Fig. 8.9. Schemă de principiu de generare PWM sinusoidală unipolară pentru invertorul monofazat în punte completă

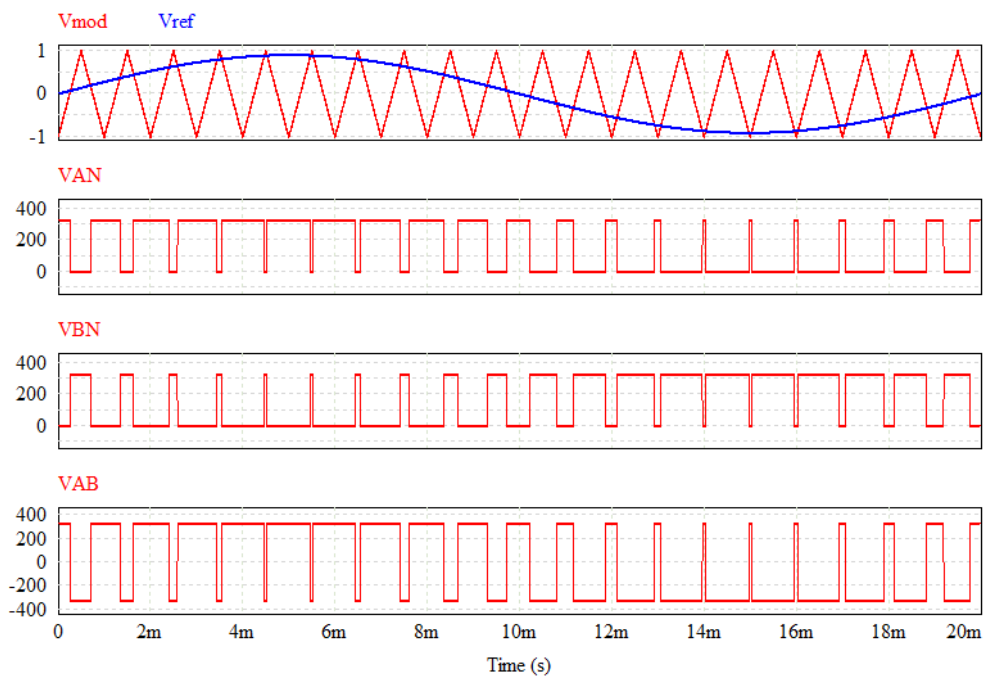


Fig. 8.10. Generare PWM sinusoidală bipolară pentru invertorul monofazat în punte completă

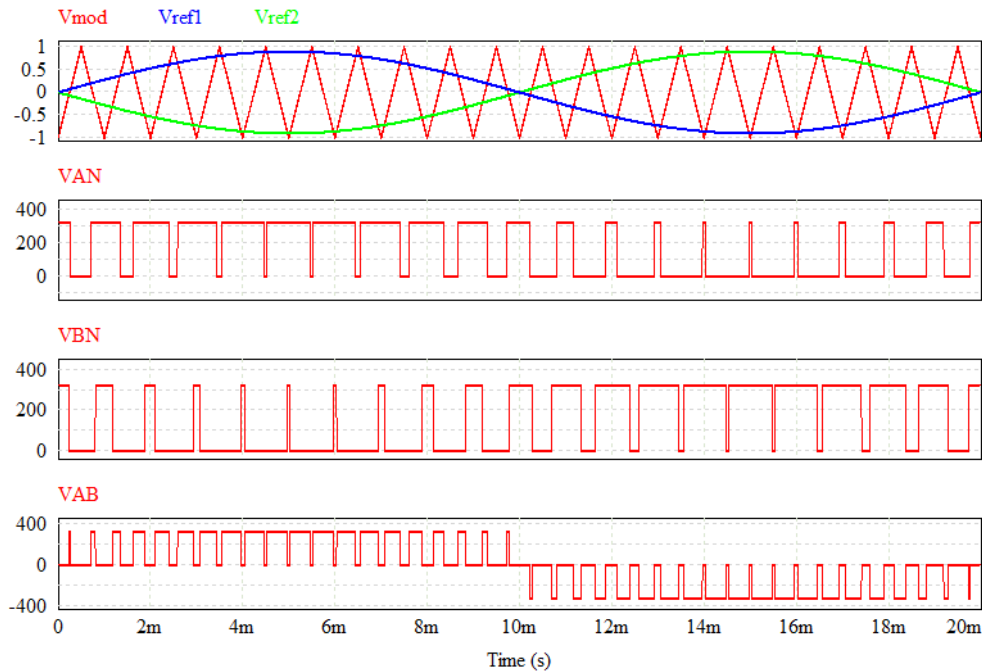


Fig. 8.11. Generare PWM sinusoidală unipolară pentru invertorul monofazat în punte completă

8.1.4. Invertorul trifazat

Un invertor trifazat se poate realiza utilizând trei semipunți de tranzistoare, iar o schemă cu acesta având conectat la ieșire o sarcină rezistivă cu conexiune stea este prezentat în Fig. 8.12. Având în vedere că pe fiecare ramură (semipunte) poate să conducă un singur tranzistor, rezultă în final un număr de opt combinații în care aceste tranzistoare pot să conducă, stări care se numesc vectori de tensiune.

Atunci când pe o ramură conduce tranzistorul de sus, se consideră că ramura este în starea „1”, iar dacă conduce tranzistorul de jos, consideră că ramura este în starea „0”. De exemplu, pentru grupul (0, 0, 1), care corespunde ramurilor (A, B, C), vor conduce tranzistoarele T_2 , T_3 și T_5 . Pentru a analiza tensiunile de ieșire în acest caz, se poate reprezenta o schemă echivalentă, cu tranzistoarele deschise reprezentate cu o conexiune directă, iar cele blocate cu o conexiune întreruptă, după cum e prezentat în Fig. 8.13. Pentru a simplifica suplimentar, conexiunile se pot aranja sub o formă simplă, în Fig. 8.14. Rezultă astfel valorile tensiunilor de linie (V_{AB} , V_{BC} , V_{CA}) care se pot citi direct din schemă:

$$\begin{cases} V_{AB} = 0 \\ V_{BC} = -V_d \\ V_{CA} = V_d \end{cases} \quad (7.3)$$

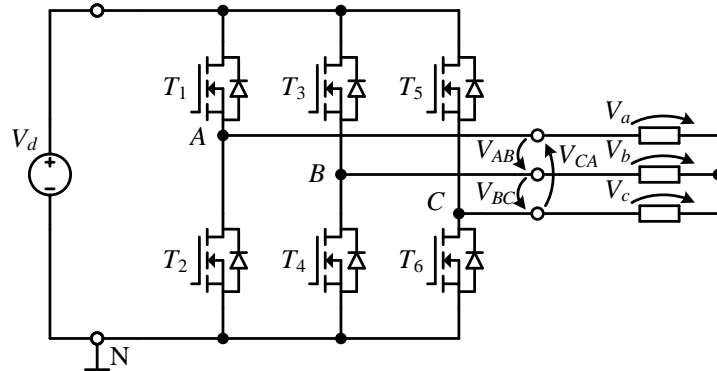


Fig. 8.12. Invertorul trifazat având o sarcină trifazată rezistivă în conexiune stea

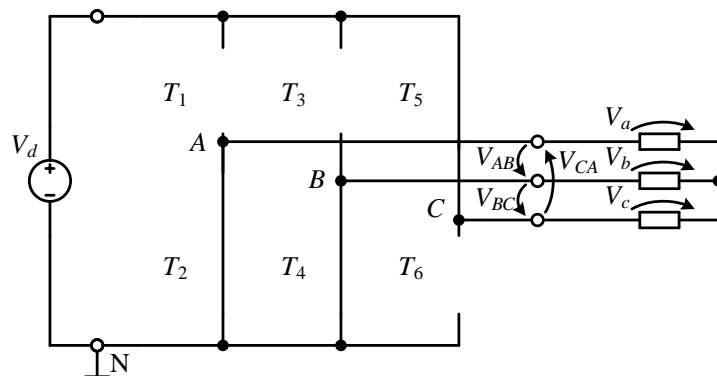


Fig. 8.13. Schema echivalentă a invertorului trifazat pentru starea (0, 0, 1)

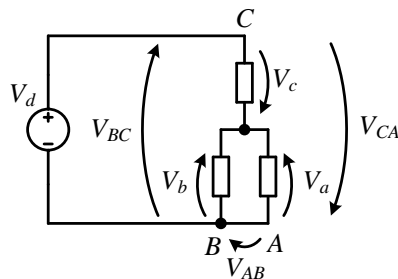


Fig. 8.14. Schema echivalentă a tensiunilor de ieșire pentru starea (0, 0, 1)

Utilizând teoremele lui Kirchhoff, sau relația divizorului de tensiune din subcapitolul 2.1.1, se pot afla și tensiunile pe cele trei faze (V_a , V_b , V_c). Astfel, considerând o sarcină trifazată echilibrată, cu rezistența R pe fiecare fază, tensiunile de fază pentru acest caz sunt descrise în (7.4).

În mod similar se pot calcula tensiunile pentru toate celelalte combinații. Toate combinațiile posibile, notate de la V1 la V8, semnalele de comandă ale tranzistoarelor (T_x și semnalul inversat \bar{T}_y pentru tranzistorul complementar), împreună cu tensiunile de fază și de linie sunt prezentate în Fig. 8.15.

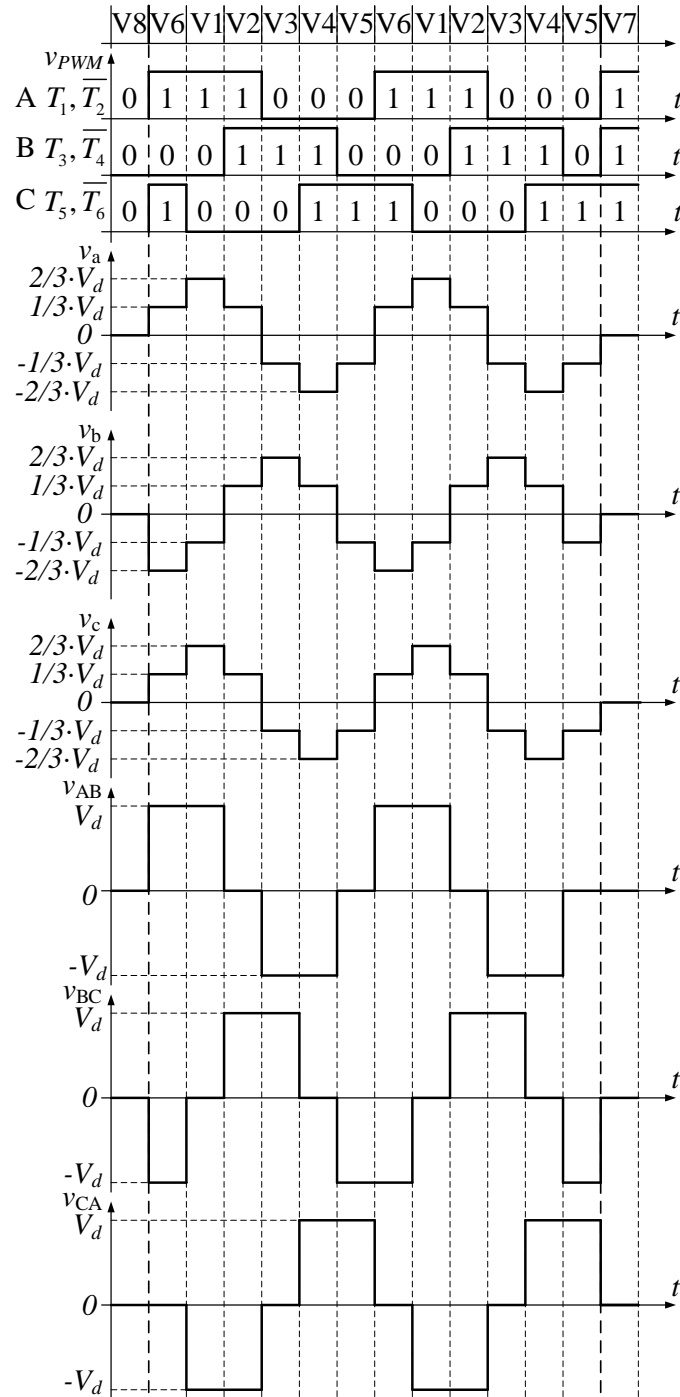


Fig. 8.15. Tensiuni obținute la ieșirea unui invertoare trifazat în funcție de semnalele de comandă V1-V8 vectori de tensiune; v_a, v_b, v_c , tensiuni de fază; v_{AB}, v_{BC}, v_{CA} , tensiuni de linie

$$\begin{cases} V_a = V_b = -V_d \cdot \frac{R_a \parallel R_b}{R_c + R_a \parallel R_b} = -V_d \cdot \frac{R/2}{R + R/2} = -V_d \cdot \frac{1}{3} \\ V_c = V_d \cdot \frac{R_c}{R_c + R_a \parallel R_b} = V_d \cdot \frac{R}{R + R/2} = V_d \cdot \frac{2}{3} \end{cases} \quad (7.4)$$

unde $R_a \parallel R_b$ reprezintă rezistența echivalentă a conexiunii paralele dintre cele două rezistoare.

Extrapolând rezultatele obținute, se observă că tensiunile de fază au valori de $\pm 1/3 \cdot V_d$ și $\pm 2/3 \cdot V_d$ iar tensiunile de linie au valori de $\pm V_d$ și 0, excepție făcând cele două combinații de (0, 0, 0) și (1, 1, 1) pentru care toate tensiunile sunt 0.

Generarea semnalelor de comandă pentru inverterului trifazat

Mergând pe principiul metodei de control pentru inverterul monofazat în punte completă, dar utilizând trei semnale de referințe cu decalajul de 120° pentru a obține un sistem trifazat clasic, se obține schema de comandă prezentată în Fig. 8.16. Semnalele de comandă și tensiunile de la ieșirea inverterului pentru această metodă sunt prezentate în Fig. 8.17. În aceasta se pot observa pragurile de tensiune calculate în secțiunea anterioară.

Utilizând combinațiile de stări pe care le pot avea tranzistoarele și vectorii de tensiune rezultanți prezentate în Fig. 8.15, există și metode de modulare în lățime de puls vectoriale.

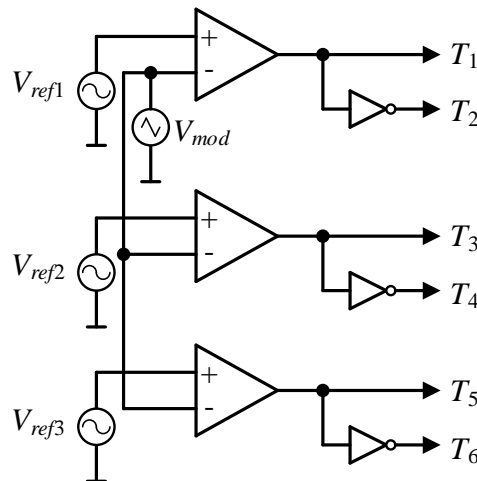


Fig. 8.16. Schemă de principiu de generare PWM sinusoidală pentru inverterul trifazat

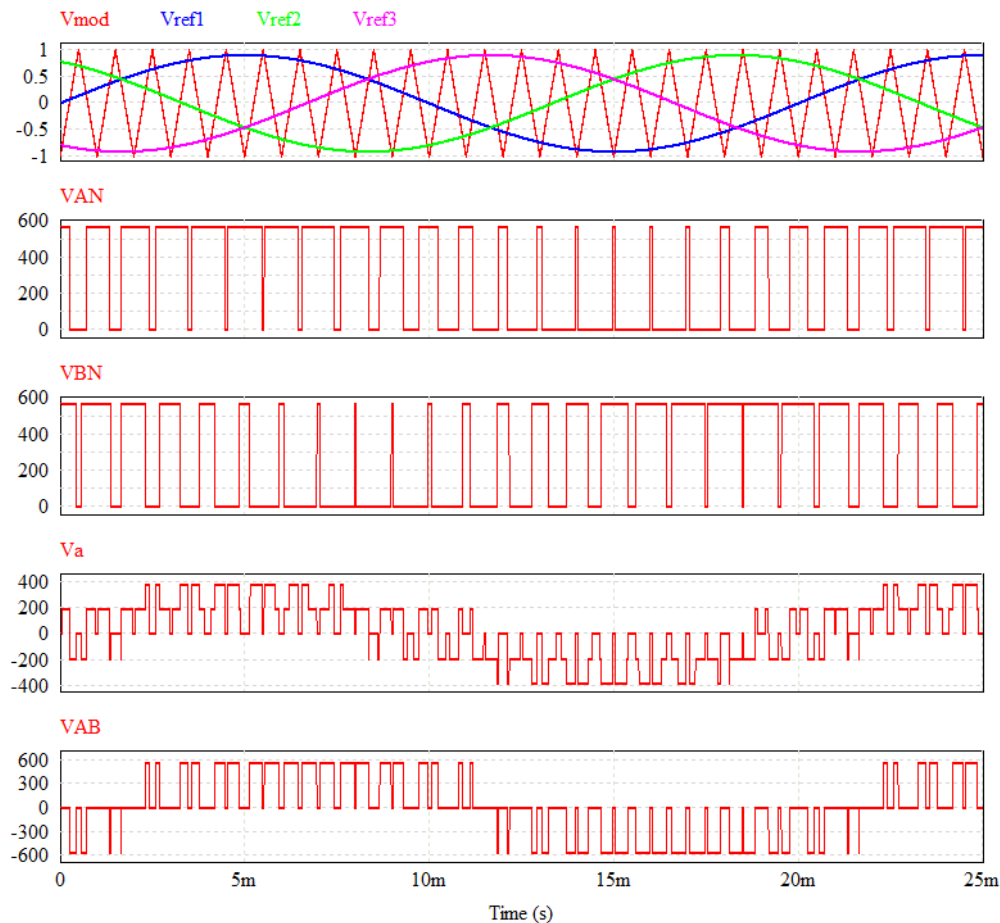


Fig. 8.17. Generare PWM sinusoidală pentru inverterul trifazat

8.2. Studiu de caz: Invertor monofazat cu tensiune dreptunghiulară

8.2.1. Prezentare generală

Lucrarea este disponibilă și în format video accesând linkul [16]:

<https://youtu.be/SBkj0oi2XAk>

În această lucrare un invertor monofazat cu alimentare la o tensiune de 12V c.c. și ieșire de 220V c.a. este studiat, prezentat în Fig. 8.18. Acest invertor este de obicei comercializat pentru a fi utilizat în autovehicule pentru a produce o tensiune cu valoare efectivă similară cu cea a rețelei casnice, pentru a alimenta consumatori fără cerințe deosebite (ex: consumatori rezistivi sau cu sursă în comutație).

În Fig. 8.19 este prezentată schema de forță a convertorului, care conține mai multe secțiuni, fiecare reprezentând un convertor diferit. Astfel, de la stânga spre dreapta

schema conține un convertor push-pull, și un învertor în punte completă. Tensiunea produsă de acesta, prezentată în Fig. 8.20, are o formă dreptunghiulară, având un circuit simplu de generare al semnalului de comandă al tranzistoarelor. Se observă că tensiunea de ieșire are pulsuri pozitive, negative, dar și intervale de tensiune nulă. Din forma de undă achiziționată, sunt măsurate de către osciloscop: frecvența, factorul de umplere și valoarea efectivă a tensiunii. Invertorul în punte completă este format din tranzistoarele Q3-Q6.

Convertorul push-pull, format din tranzistoarele Q1, Q2, transformatorul reprezentat de inductivitățile componente L1, L2, L3, și puntea redsoare formată din diodele D1-D4. Acest convertor poate fi considerat și ca un învertor care alimentează cu o tensiune de frecvență mare un transformator, astfel transformatorul se poate realiza într-un volum mai mic, comparativ cu un transformator de frecvență rețelei. Frecvența de funcționare a convertorului se poate observa vizualizând tensiunea de ieșire a transformatorului, pe înfășurarea L3, în Fig. 8.21.



Fig. 8.18. Convertorul studiat

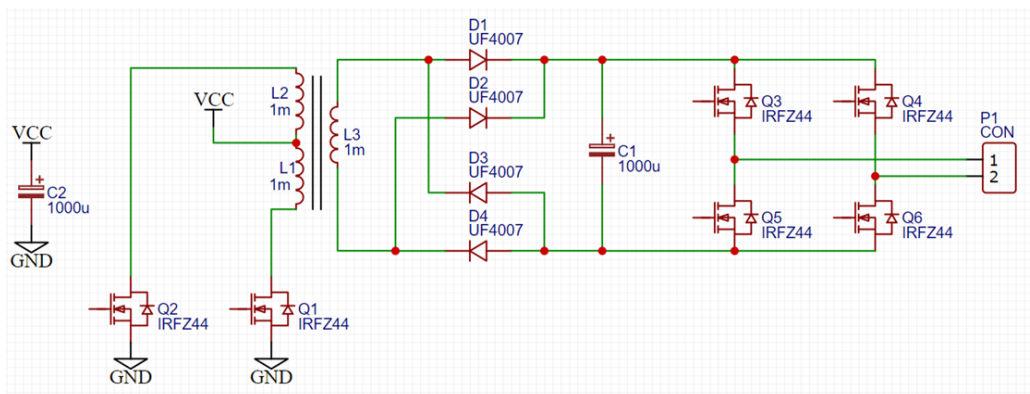


Fig. 8.19. Schema de forță a convertorului

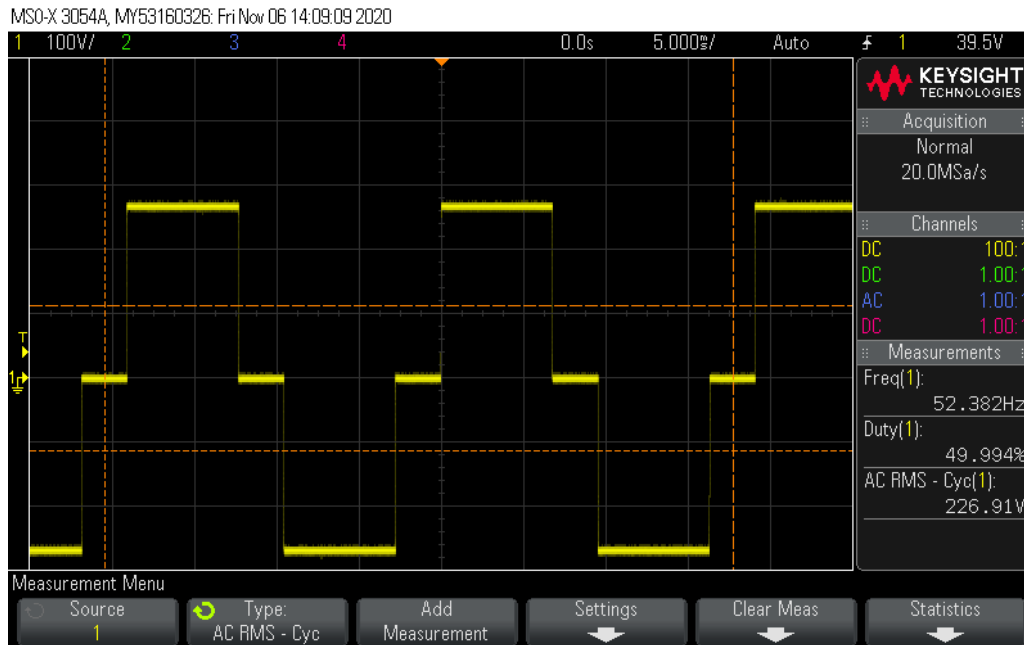


Fig. 8.20. Tensiunea de ieşire a invertorului

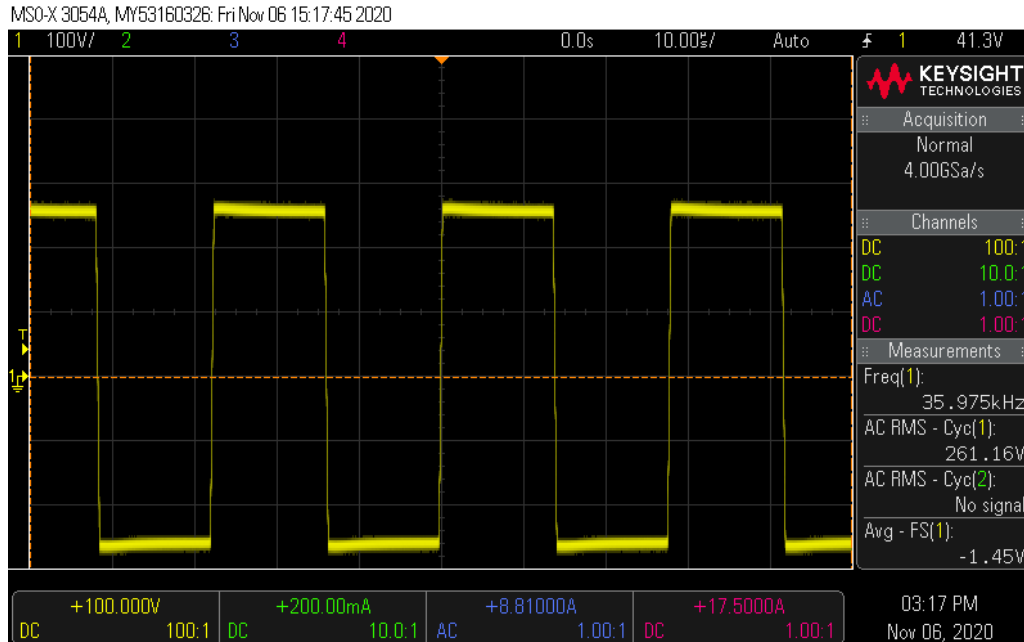


Fig. 8.21. Tensiunea de la ieşirea transformatorului pe înfăşurarea L3

Cu acest convertor se realizează creșterea tensiunii, în funcție de raportul numărului de spire al transformatorului, dar și o izolare galvanică între intrare și ieșire. Comanda convertorului se realizează astfel încât tensiunea de pe condensatorul C1, de la ieșirea acestuia, este menținută constantă, indiferent de sarcina de ieșire finală.

8.2.2. Cerințe

1. Pe baza formelor de undă Fig. 10.44 - Fig. 10.45 prezentate în anexe, subcapitolul 10.5, (sau Fig. 8.20), calculați valoarea efectivă a tensiunii de ieșire utilizând relația (2.7).
2. Justificați forma de undă a curentului pentru sarcină cu caracter rezistiv sau rezistiv-inductiv, prezentate în anexe, Fig. 10.46, respectiv Fig. 10.47.

8.3. Desfășurarea lucrării: Simularea invertoarelor

Cu ajutorul materialelor de curs și al instrucțiunilor de la laborator, realizați scheme de simulare pentru:

1. inverterul monofazat în punte completă cu comandă bipolară
2. inverterul monofazat în punte completă cu comandă unipolară
3. inverterul trifazat

Prezentați schema de simulare, și forme de undă relevante pentru aceasta: semnale de referință, semnale de comandă, tensiuni și curenți de ieșire.

Ajustați tensiunea de alimentare în curent continuu, astfel încât tensiunea de ieșire pe sarcina rezistivă să fie 230V, tensiune efectivă, pentru inverterul monofazat și trifazat (tensiune de fază).

Schema de simulare trebuie să conțină în plus fata de componentele convertorului, și un text cu numele autorului.

Exemplu inverter monofazat în semipunte

În continuare este prezentată simularea inverterului monofazat în semipunte, cu rezultatele aferente. Aceasta este realizată în programul PSIM, care simplifică semnificativ circuitul de comandă (și alte programe pot fi utilizate obținând circuite similare, ex: Matlab-Simulink).

Schema de simulare conține schema de forță și schema de comandă, în figurile Fig. 8.22, și respectiv Fig. 8.23.

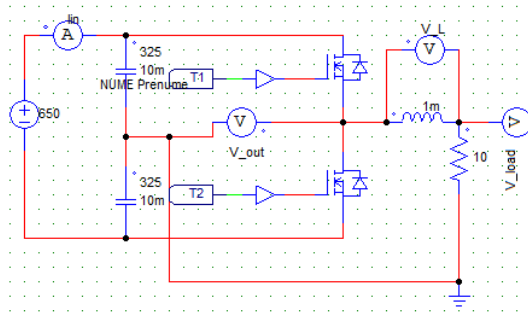


Fig. 8.22. Circuitul de forță al invertoareului în semipunte

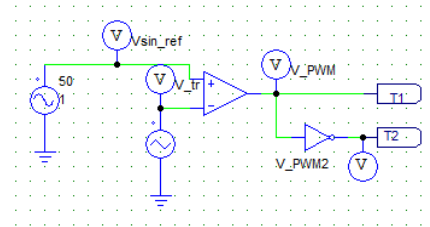


Fig. 8.23. Circuitul de control al invertoareului în semipunte

Schema de comandă utilizează o referință sinusoidală cu amplitudine de 1V și frecvența de 50Hz, care este comparată cu un semnal triunghiular cu frecvența egală cu frecvența de comutație (20kHz). Aceste semnale sunt prezentate în Fig. 8.24 pentru un interval de 20ms. Semnalul rezultat este aplicat la comanda unui tranzistor, iar pentru celălalt tranzistor, semnalul este inversat cu ajutorul unei porți logice NOT. Formele de undă generate sunt prezentate în Fig. 8.25 pentru un interval mai scurt de timp.

Forma de undă a semnalelor de comandă ale tranzistoarelor, a tensiunii de ieșire a invertoareului și a curentului de pe sarcină, sunt prezentate în Fig. 8.25, pe un interval de 20ms, și în Fig. 8.26 pentru un interval de 7 perioade de comutație.

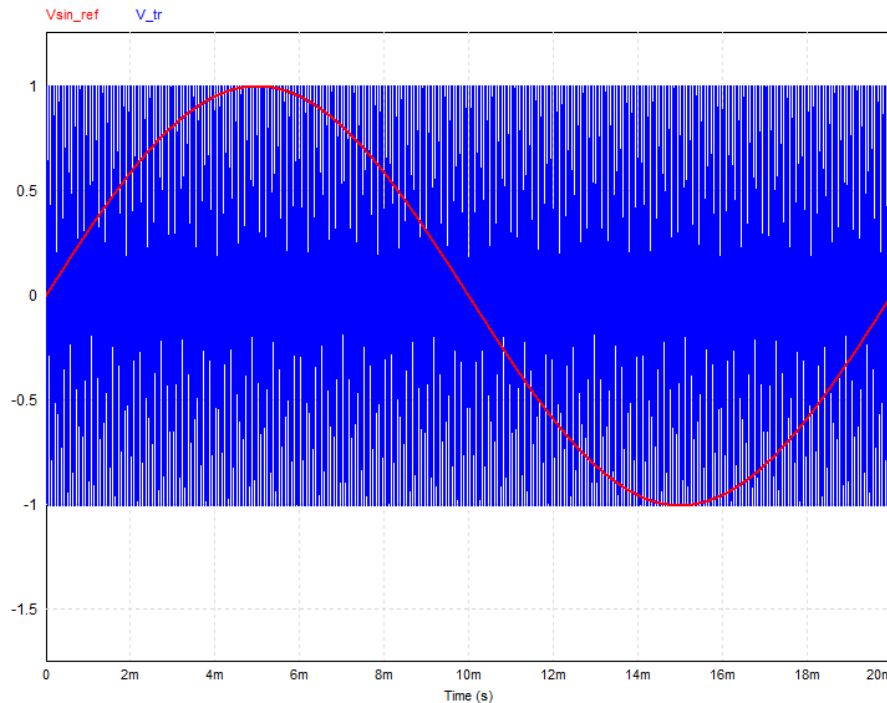


Fig. 8.24. Semnalul de referință și semnalul modulator

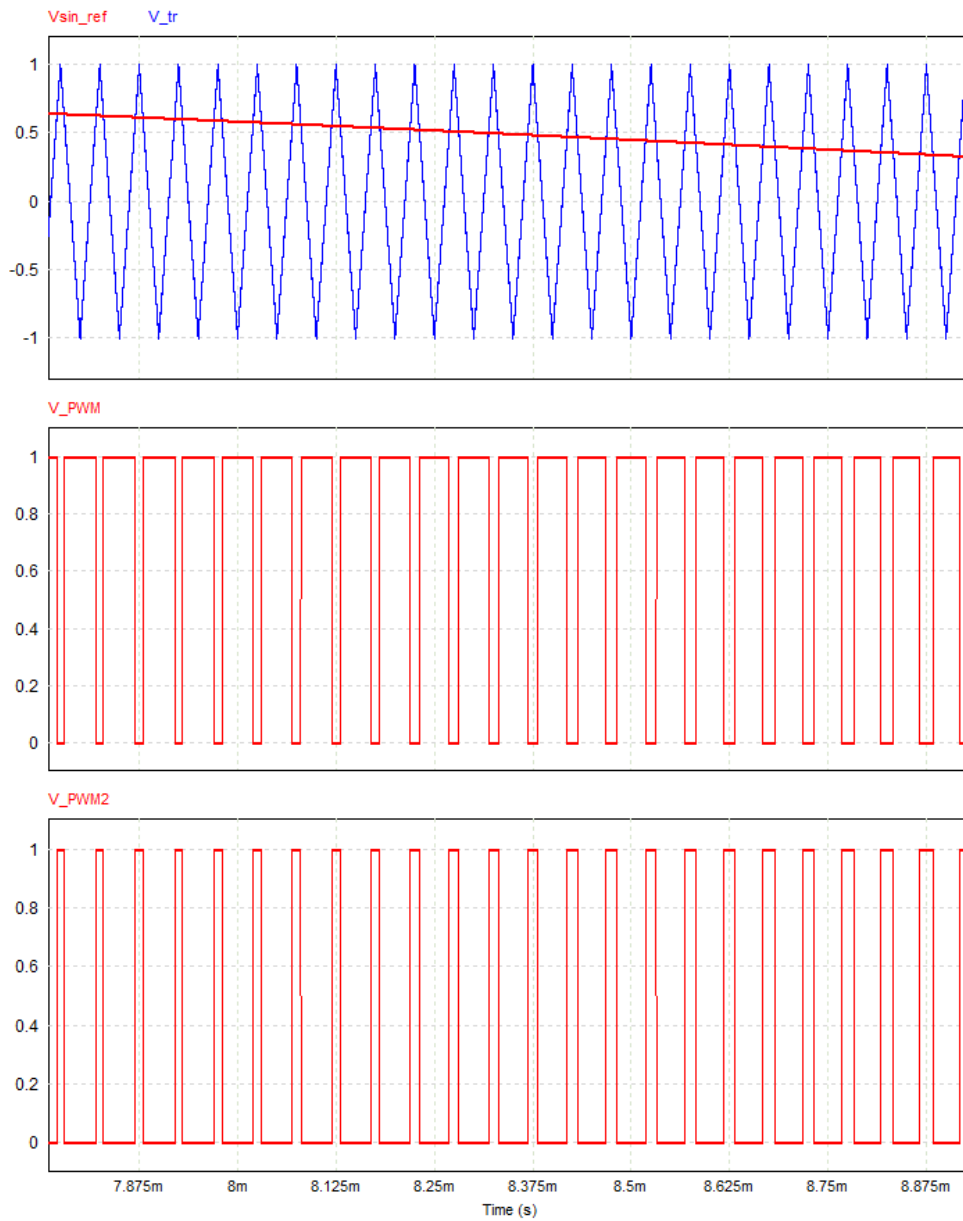


Fig. 8.25. Semnalul de referință, semnalul modulator și semnalele PWM pentru cele două tranzistoare

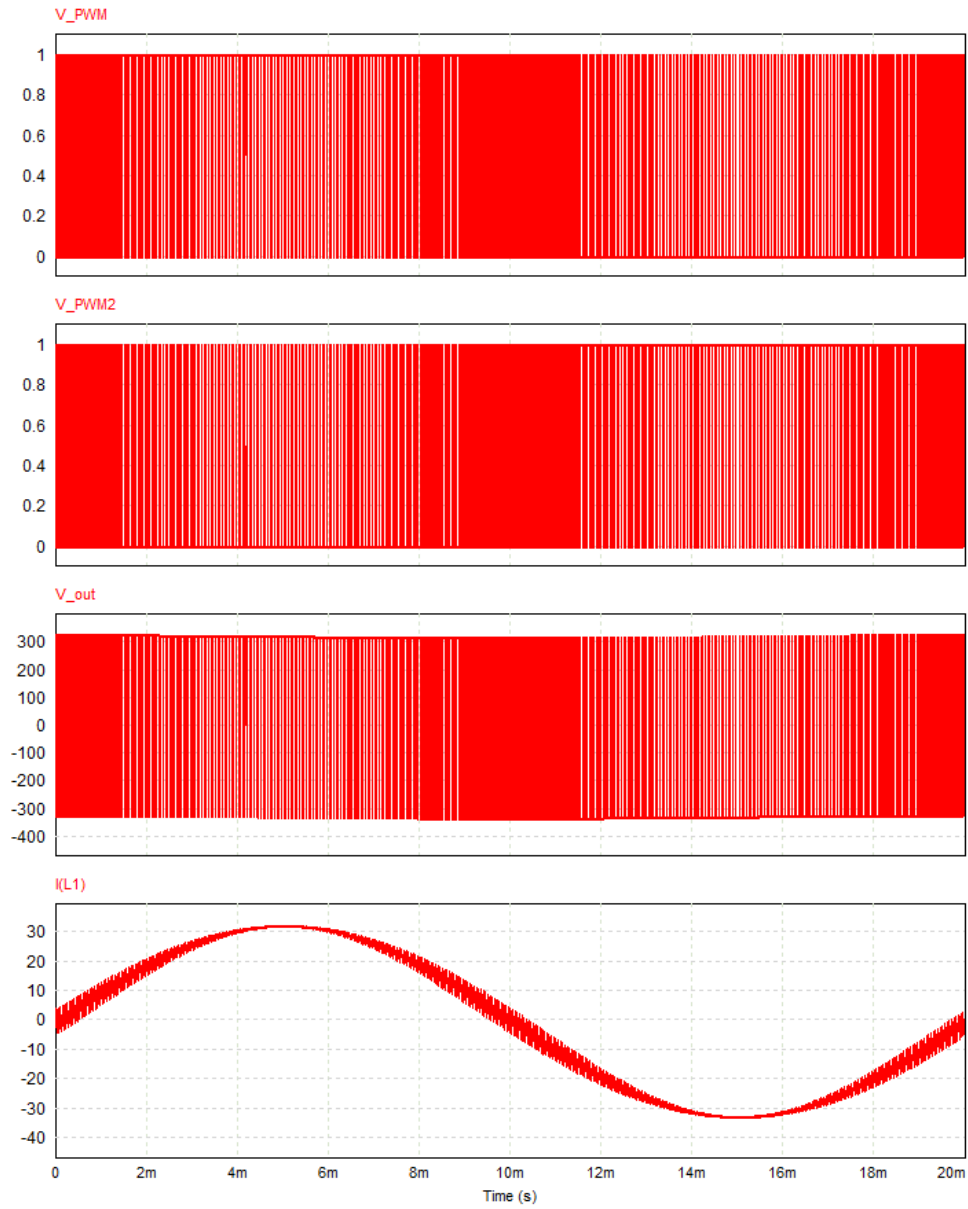


Fig. 8.26. Semnalele PWM de comandă, tensiunea și curentul de ieșire pentru un interval de 20ms

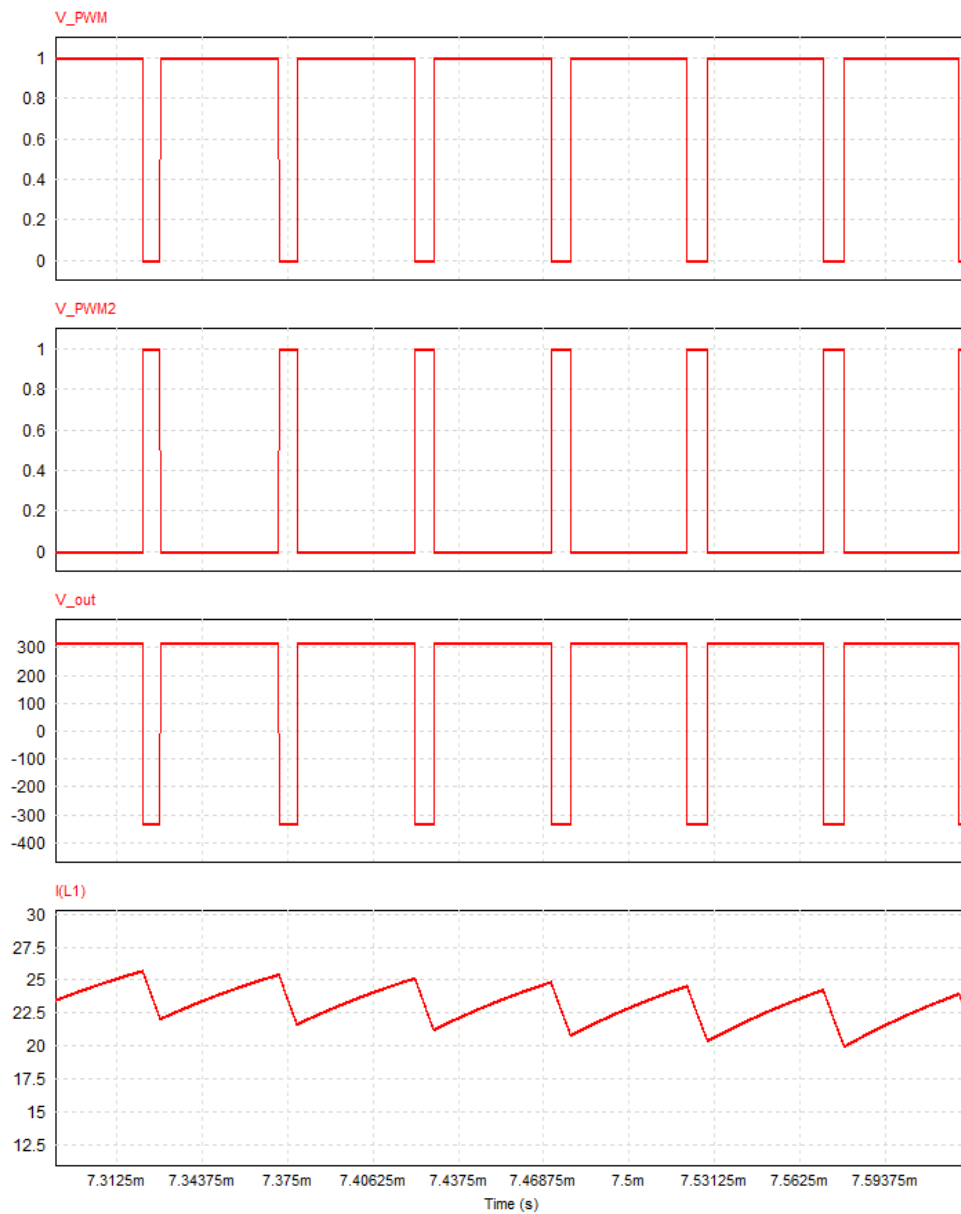


Fig. 8.27. Semnalele PWM de comandă, tensiunea și curentul de ieșire pentru un interval de 7 perioade de comutație

Având în vedere că sarcina este rezistiv-inductivă, curentul prin aceasta este filtrat de inductor, astfel că și tensiunea pe rezistență are o formă filtrată, prezentată în Fig. 8.28.

Calculând tensiunea efectivă pe rezistență pe intervalul de 20ms, cu ajutorul uneltelor disponibile în Simview, aceasta rezultă 230V deoarece schema are alimentare în curent continuu este de 650V. Rezultatul calculului este prezentat în Fig. 8.29.

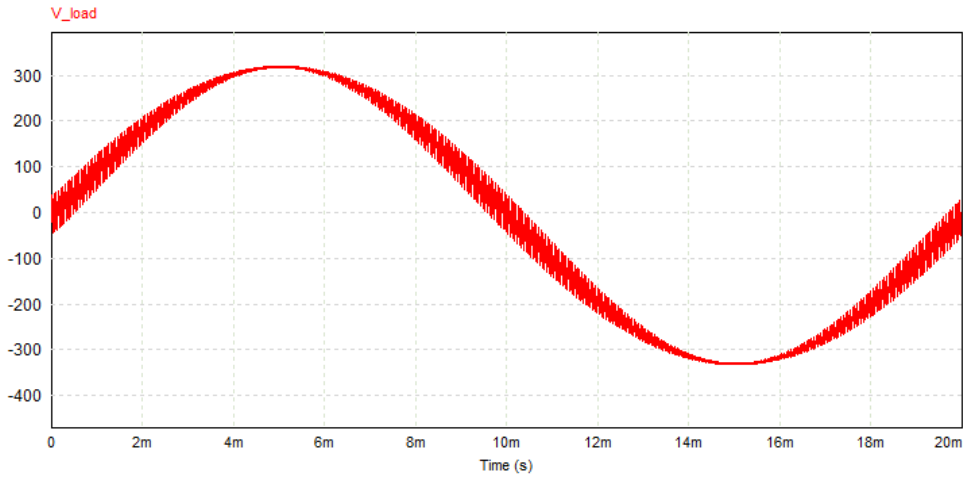


Fig. 8.28. Tensiunea pe rezistența din componenta sarcinii rezistiv-inductive

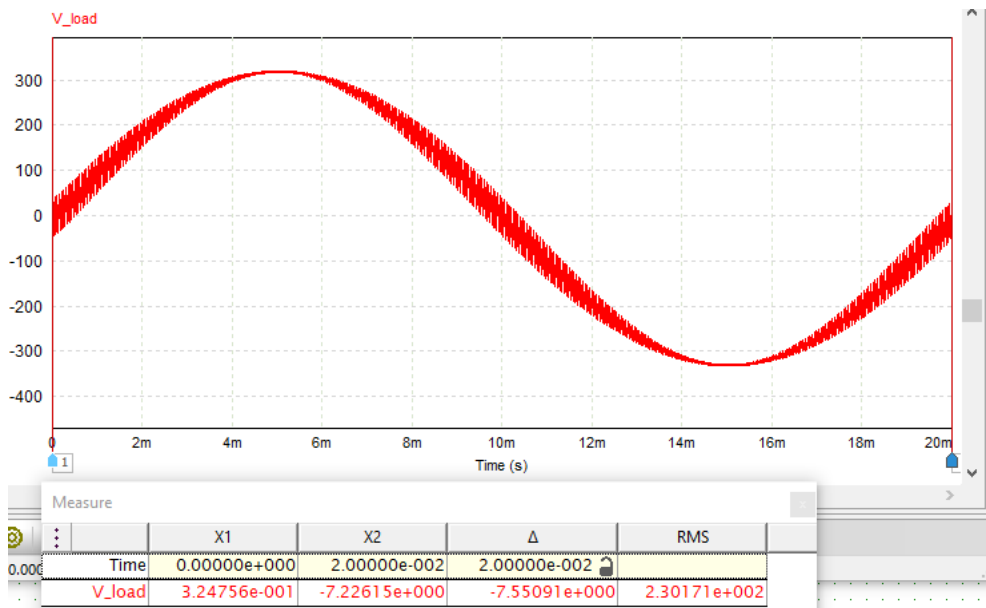


Fig. 8.29. Calculul tensiunii efective

8.4. Informații suplimentare

Materiale suplimentare sunt disponibile în format video accesând linkul [17]:

<https://youtu.be/xdwC3OEmn2Q>

9. PROIECT PRACTIC

9.1. Cerințe

9.1.1. Componenta proiectului

Documentul scris

- Parte din datasheet care este reprezentativă pentru circuitul ales
- Schema de simulare* cu formele de undă corespunzătoare (tensiuni de ieșire, curenți de intrare și de ieșire, tensiuni și curenți pe elementele de circuit, semnale de comandă)
- Schema și cablajul imprimat (PCB)** al circuitului ales, realizate într-un program specializat. Imagini ale fișierelor Gerber vizualizate în programe dedicate.
- Tabel cu componentele utilizate, conținând: identificatorul componentei din schemă (ex. J1, J2, U1, U2, R1, R2, etc), număr de bucăți necesar, numele componentei, producător, scurtă descriere (3-4 caracteristici), nume distribuitor (ex. TME, Farnell, Mouser), cod componentă distribuitor, link distribuitor.
- Poza montajului realizat practic
- Forme de undă obținute experimental, comparate cu cele de simulare

Partea practică

- Realizarea schemei de simulare
- Realizarea cablajului imprimat
- Convertorul realizat practic

* Simularea se poate realiza în unul din programele: PSIM, Ltspice, Simulink, Pspice, etc. Notati numele membrilor echipei in schema de simulare.

** Schema și cablajul imprimat se pot realiza în unul din programele: <https://easyeda.com/> , Altium, Eagle, Orcad, KiCad, etc. Notati numele membrilor echipei în schema și pe cablajul imprimat (utilizând un strat de silkscreen sau soldermask).

Barem de notare

- Oficiu: 1P
- Datasheet: 1 P
- Simulare cu forme de undă: 2 P
- Schema, PCB și listă de componente: 2P
- Montaj funcțional cu forme de undă achiziționate experimental 2P
- Răspuns corect la întrebări: 2 P

Disponibilitatea componentelor

Componentele se pot achiziționa utilizând distribuitori specializați, de exemplu [18]–[20].

Exemple de aplicații

Convertoare de c.c.:

- convertor c.c. cu regulator de tensiune
- convertor c.c cu regulator de curent
- convertor c.c cu tensiune variabilă
- convertor c.c pentru alimentarea LED-urilor
- convertor c.c pentru reglarea turației motoarelor de CC
- convertor pentru încărcarea bateriilor de Li-Ion
- convertor pentru panouri solare cu MPPT
- sursă de 5V pentru alimentarea pe USB (ex. încărcătorul de telefon)
- sursă de alimentare pentru laptop

Convertoare de c.a.:

- inverter monofazat/trifazat de tensiune cu formă de undă dreptunghiulară/sinusoidală
- amplificator audio în clasa D
- redresor cu factor de putere unitar

Exemple de circuite integrate

- TL494 – circuit clasic folosit în construcția convertoarelor ($V_{IN} = 7 \div 40V$), pe care se pot implementa două regulatoare (PI, I, tip 2, etc), în paralel
- MCP34063 – circuit clasic folosit în construcția convertoarelor
- KA7552 – circuit clasic, deține și driver specializat pe ieșire, un singur regulator (PI, I, tip 2, etc)
- LM2576 – convertor buck simplu cu tensiune fixă (3.3V, 5V, 12V 15V sau ajustabilă) la ieșire, curent 3A, circuit simplu ($V_{IN} < 40VDC$)
- LM2574 – identic cu LM2576 cu $I_{out} < 0.5A$
- LM2678 – convertor 5A, tensiune fixă
- L4971 – convertor buck
- APE1806M – convertor buck 2A
- APE1705 – convertor buck simplu 5A
- LNK306 – circuit simplu pentru realizarea convertoarelor alimentate la rețea (buck, buck-boost) fără izolare galvanică ($V_{IN} = 85 \div 260VAC$)
- SCT2932 – circuit simplu buck pentru alimentare LED cu curent constant ($V_{IN}=5V - 33V$), cu regulator robust cu histereză

- HV9910C – circuit buck pentru alimentare LED cu curent constant ($V_{IN}=15V - 450V$) cu tranzistor extern
- HV9921 – convertor buck simplu pentru LED, cu 3 pini, curent constant de 20-50mA, se poate alimenta la rețea
- LTC3490 – convertor boost pentru alimentare LED cu curent constant de 350mA, alimentat dintr-o singură baterie ($V_{IN}=1V - 3.2V$)
- IRS25401 – convertor buck pentru alimentare LED cu 2 tranzistoare externe; se poate alimenta la rețea și funcționează în regim sincron
- ICL8002G – convertor Flyback pentru alimentare LED cu redresor cu factor de putere unitar, se alimentează la rețea
- 74HC123 – circuit monostabil pentru generatoare de semnale de comandă
- APE2902 – convertor boost de tensiune și putere mică, cu consum de energie redus
- MCP1623 – convertor boost cu tensiune mică la intrare, eficiență ridicată
- MCP1640 – convertor boost cu tensiune mică la intrare, eficiență ridicată
- LT1109 – convertor simplu boost cu 3 pini, cu tensiune fixă (5V, 12V) sau ajustabilă
- TPA2005D1 – amplificator audio în clasa D (invertor) 1.4W cu alimentare de 5V, cu eficiență ridicată
- TPA2001 – amplificator audio clasa D, 1W
- IRS2092 – Amplificator clasa D, 1W-500W
- LT1510 – Încărcător baterii Li-Ion/NiCd/NiMH ($V_{IN}=8.2V - 28V$, $I_{out}=1.5A$)
- L6562 – redresor cu factor de putere unitar
- TNY274 – convertor flyback, alimentat la rețea
- VIPER17 – convertor simplu flyback, alimentat la rețea

Alte mențiuni

Proiectul se realizează în grupe de maxim 2 studenți, iar tema este la alegere, fără să existe obligativitatea alegerii unei teme din cele prezentate anterior. Proiectul construit trebuie să fie din domeniul convertoarelor și trebuie să fie realizat personal. Acesta poate să facă parte dintr-un proiect mai mare, de exemplu, proiectul de licență.

9.2. Instrucțiuni de realizare ale proiectului

9.2.1. Prezentare de ansamblu a proiectului

Cerințele de proiect, modul de selecție al componentelor, exemple de analiză a documentelor datasheet și aplicații sunt prezentate în materialul video [21]:

https://youtu.be/ybVBpI_bbLM

9.2.2. Simulare proiect

Exemple simulare sunt prezentate în materialul video [22]:

<https://youtu.be/nbU79tNUocM>

9.2.3. Realizare schemă și PCB proiect

Realizarea cablajului imprimat împreună cu schema aferentă, este prezentat în materialul video [23]:

<https://youtu.be/PQVn-wiiuFw>

10. ANEXE

10.1. Pulse Width Modulation (PWM)

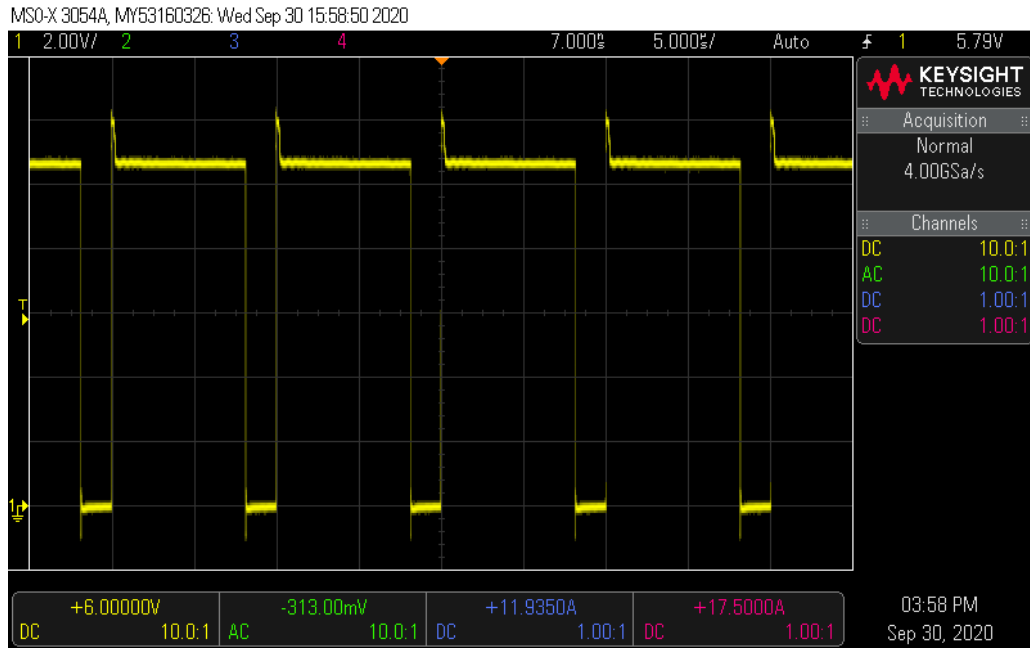


Fig. 10.1. Semnal 1 PWM

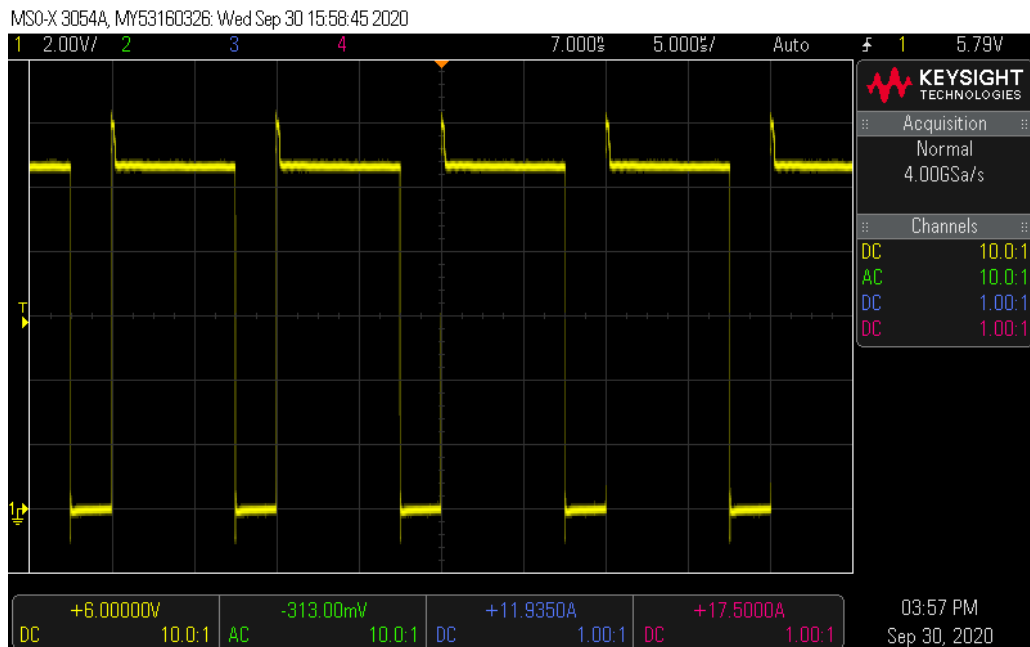


Fig. 10.2. Semnal 2 PWM

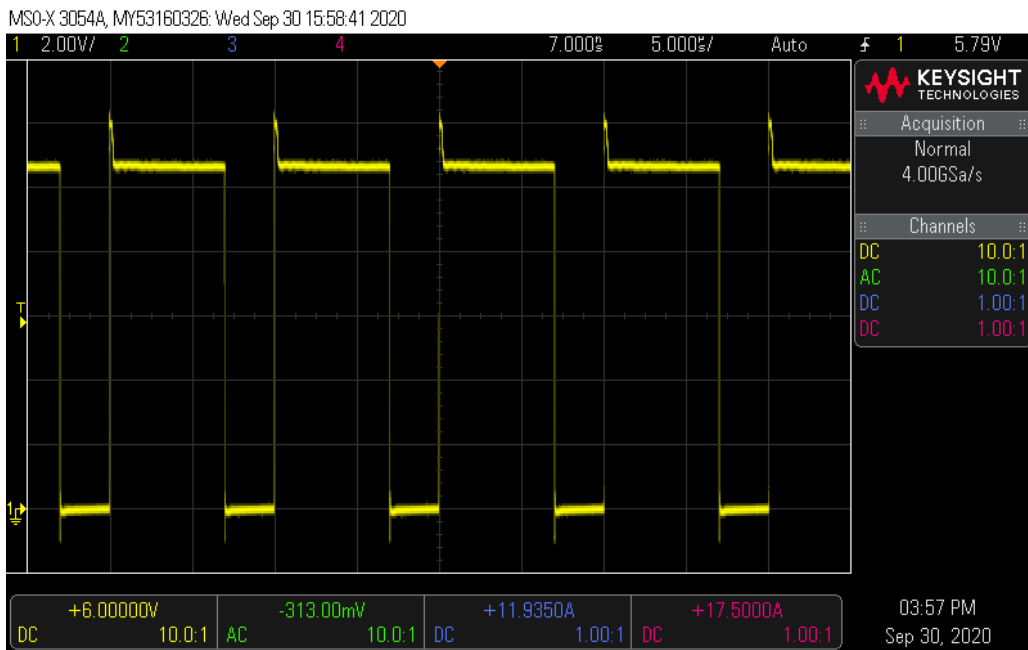


Fig. 10.3. Semnal 3 PWM

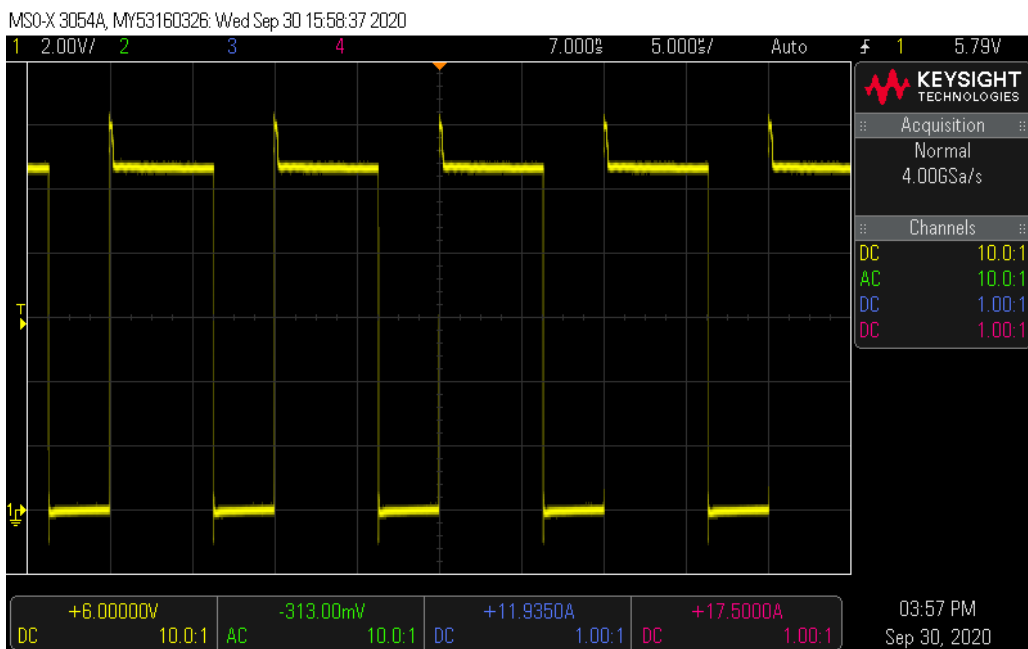


Fig. 10.4. Semnal 4 PWM

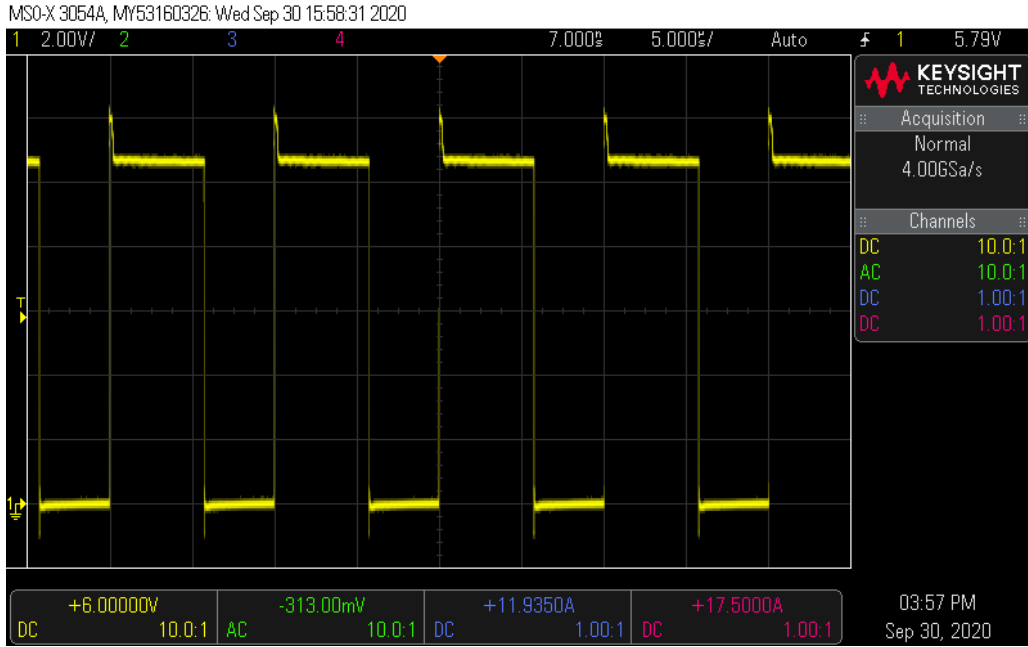


Fig. 10.5. Semnal 5 PWM

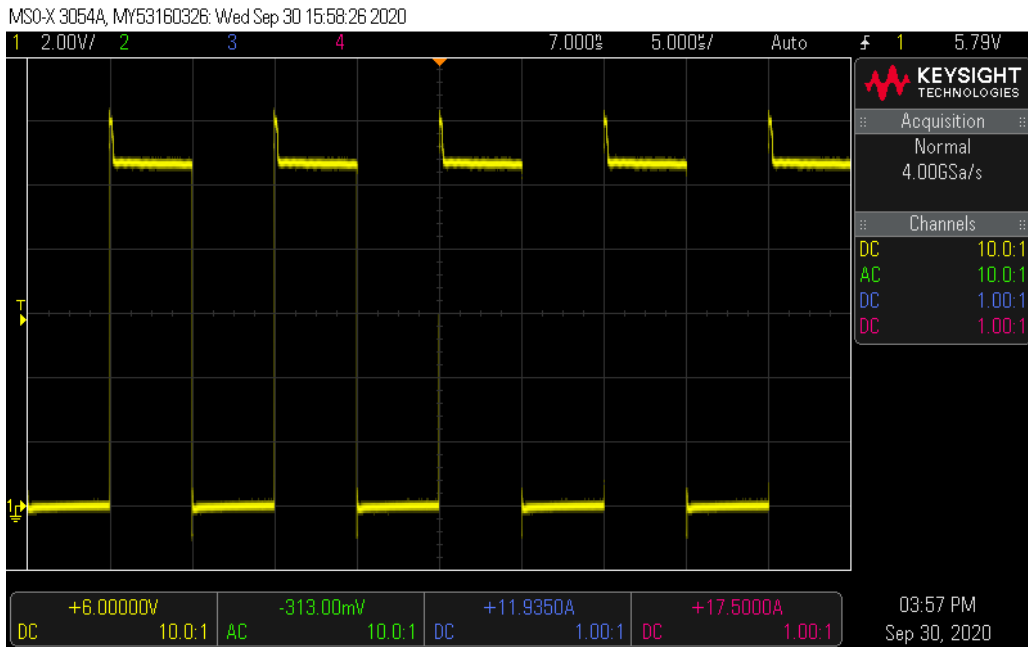


Fig. 10.6. Semnal 6 PWM

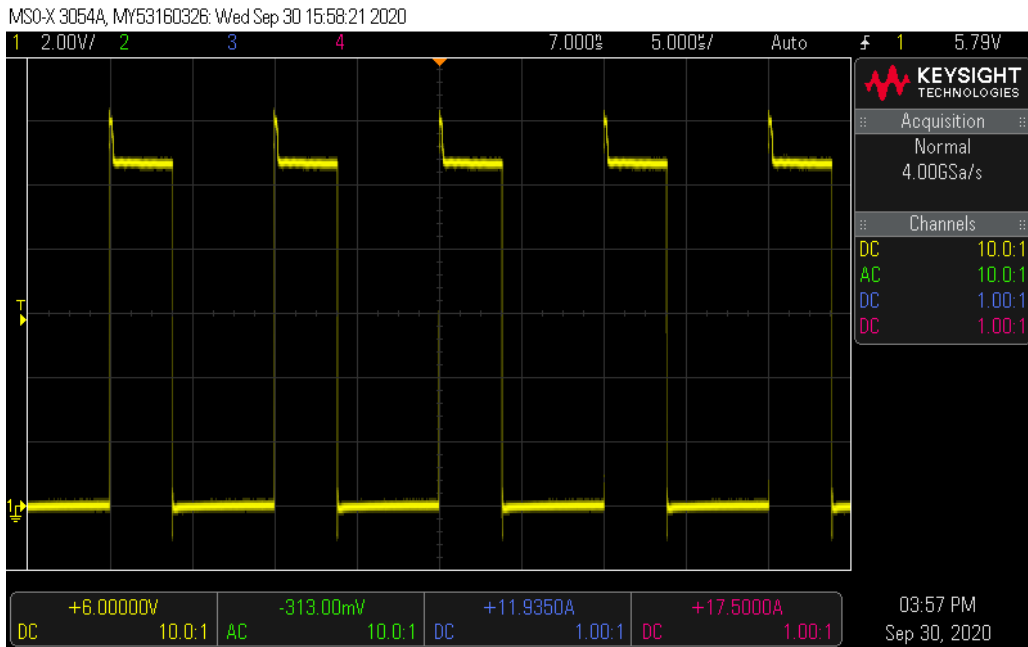


Fig. 10.7. Semnal 7 PWM

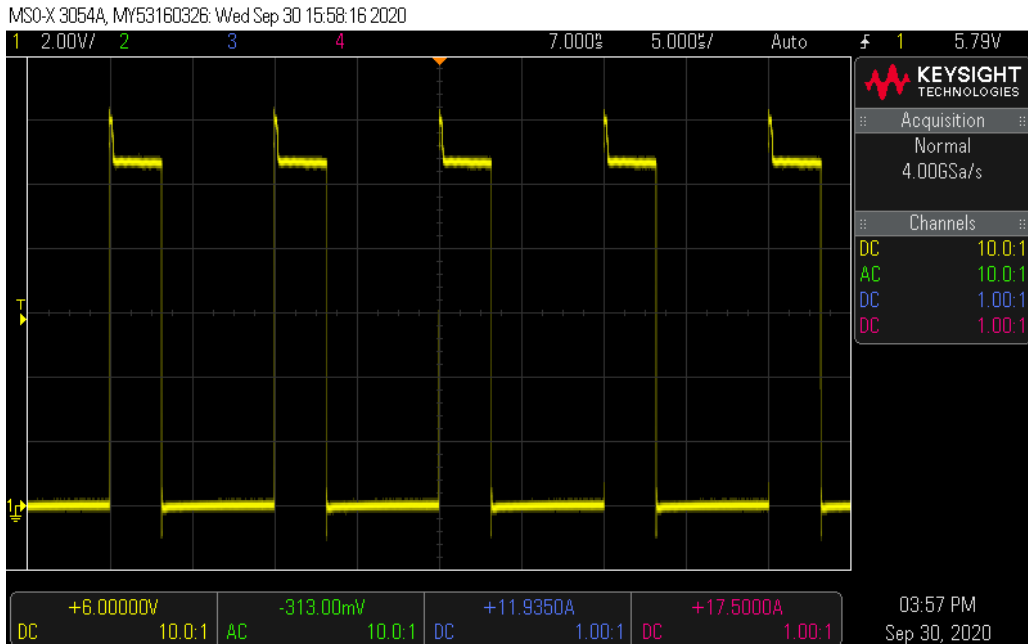


Fig. 10.8. Semnal 8 PWM

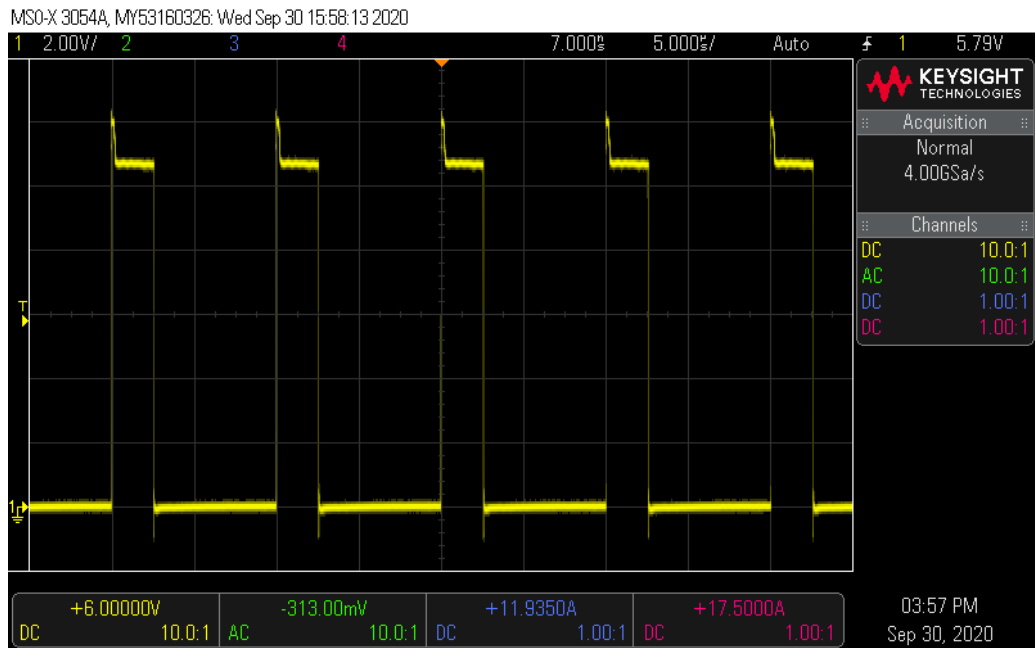


Fig. 10.9. Semnal 9 PWM

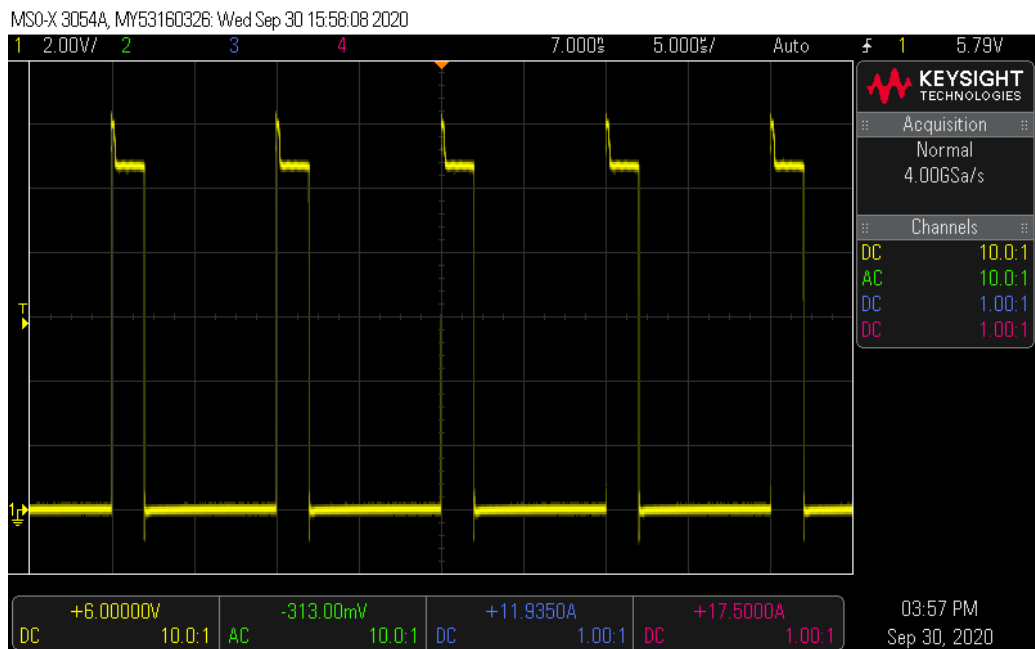


Fig. 10.10. Semnal 10 PWM

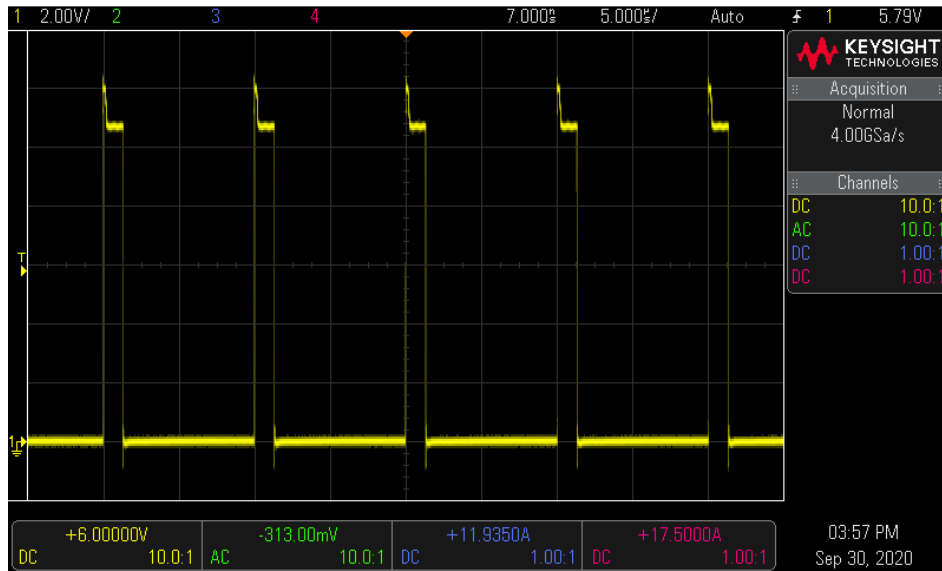


Fig. 10.11. Semnal 11 PWM

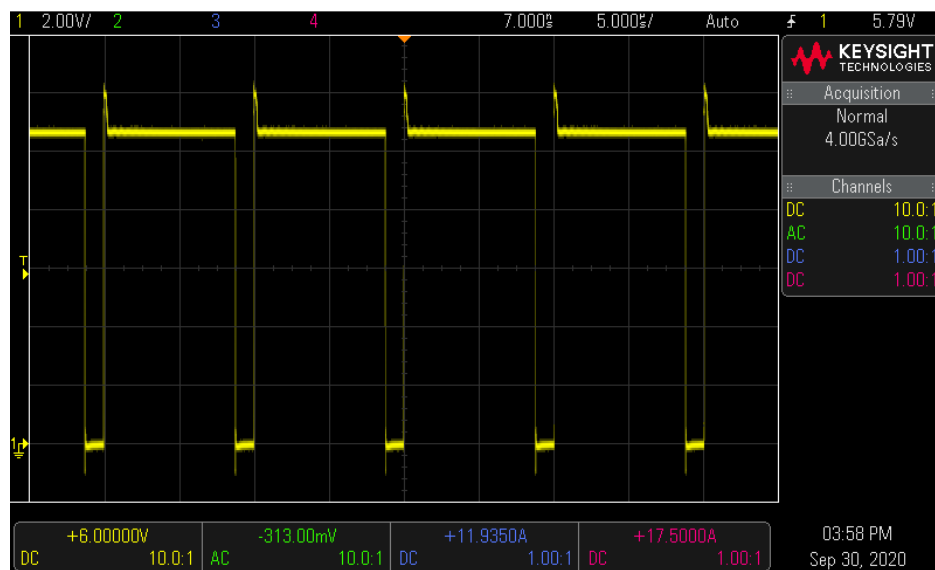


Fig. 10.12. Semnal 12 PWM

Tabelul 10.1. Factor de umplere al semnalelor din Fig. 10.1 - Fig. 10.12.

Număr exemplu	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Valoare factor de umplere (%)	81.25	75	68.75	62.5	56.25	50	37.5	31.25	25	18.75	12.5	87.5

10.2. Forme de undă pentru convertorul Buck

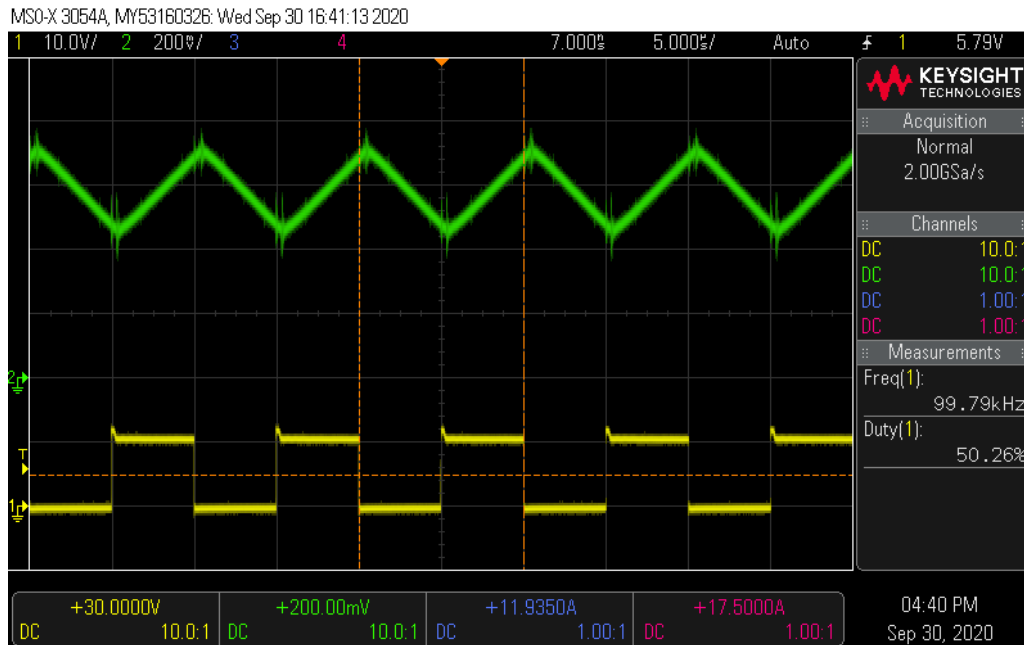


Fig. 10.13. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt

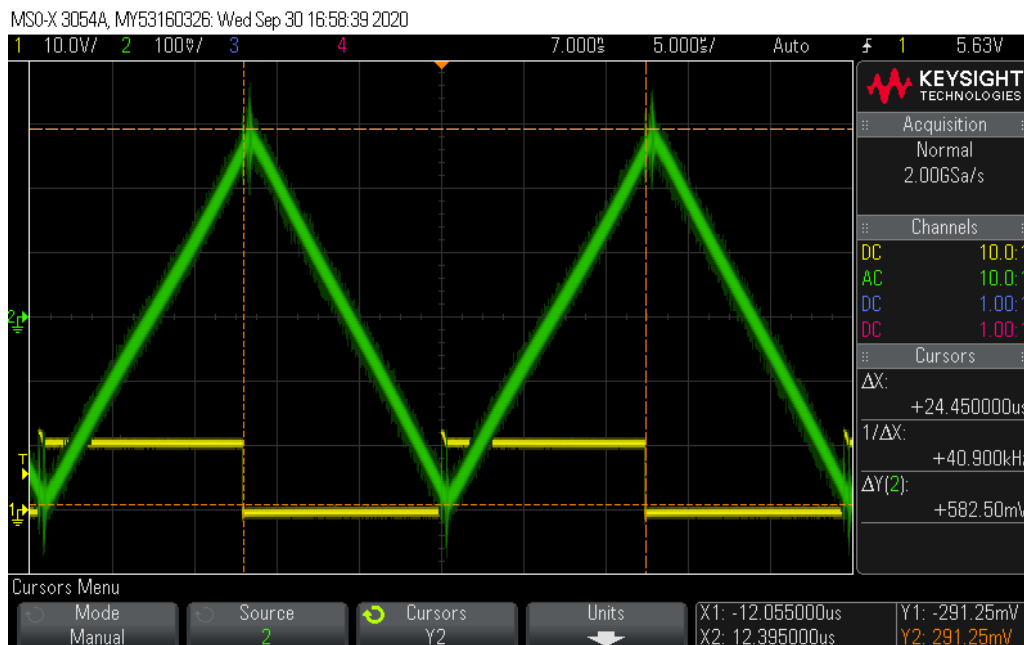


Fig. 10.14. Tensiunea de comandă (C1) și ripul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz

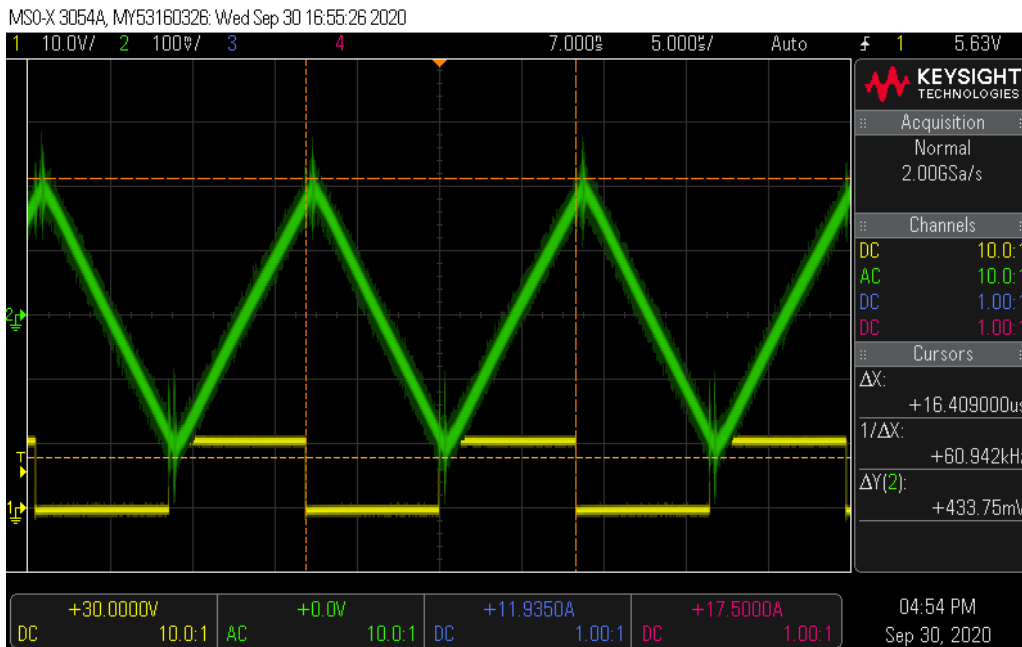


Fig. 10.15. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz

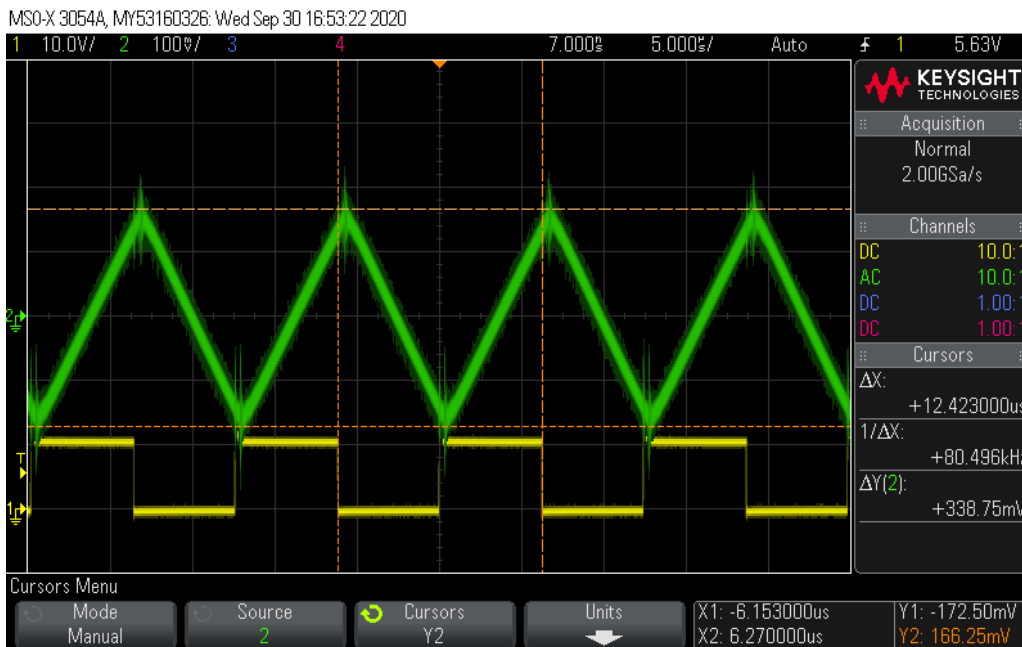


Fig. 10.16. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz

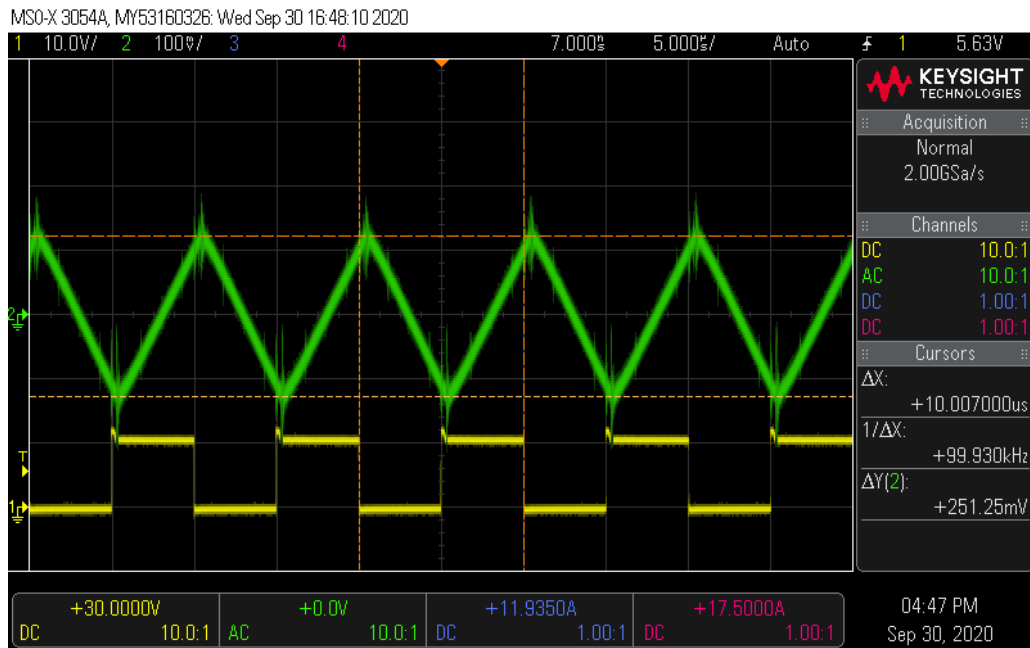


Fig. 10.17. Tensiunea de comandă (C1) și ripplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz

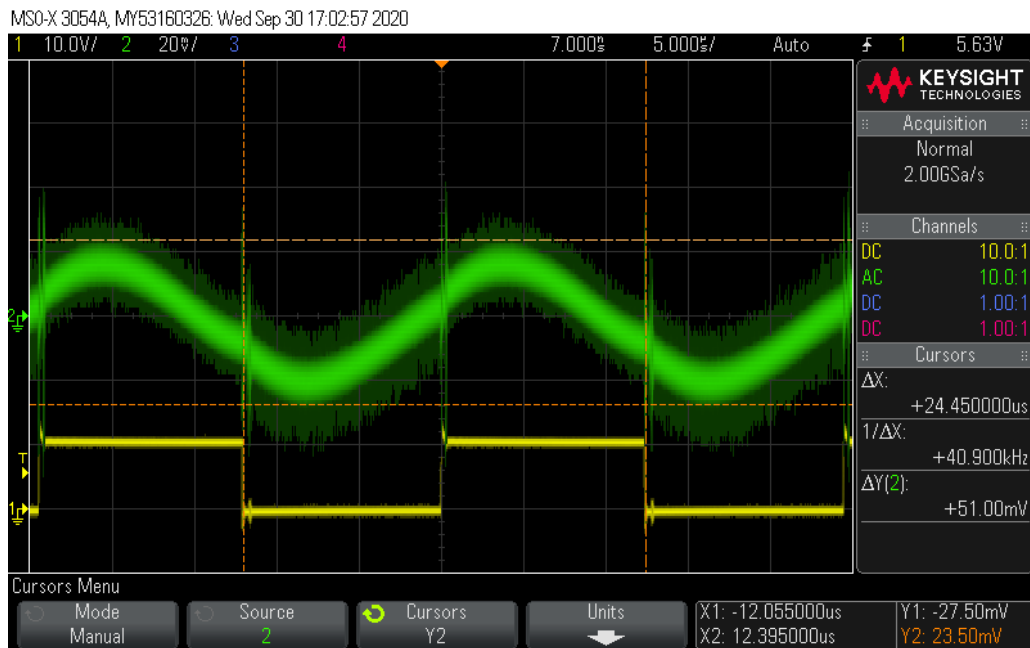


Fig. 10.18. Tensiunea de comandă (C1) și ripplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz

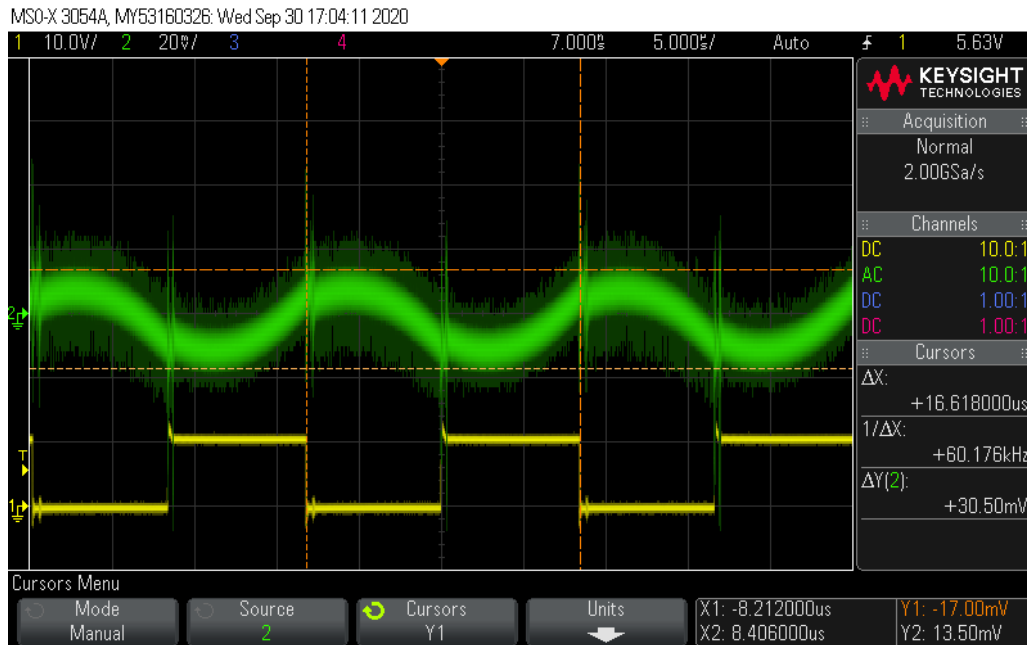


Fig. 10.19. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz

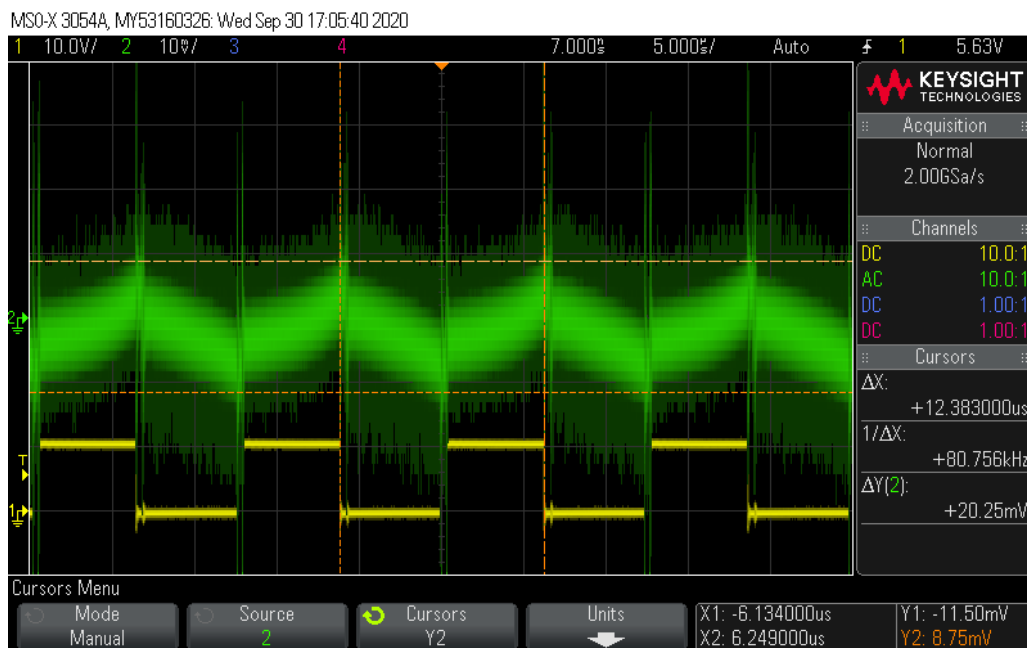


Fig. 10.20. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz

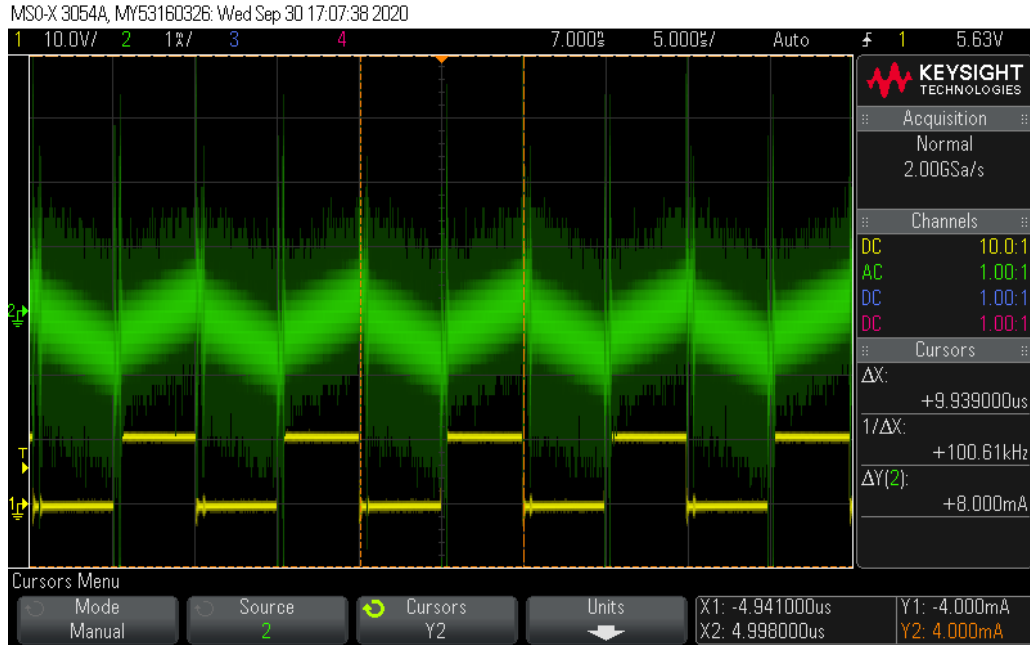


Fig. 10.21. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz

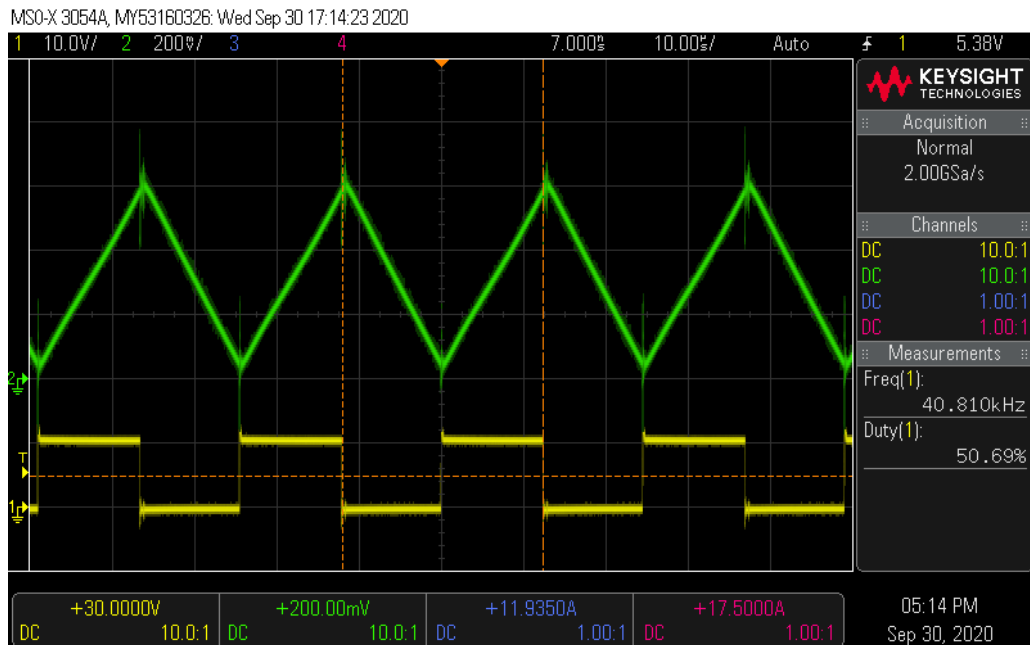


Fig. 10.22. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent la limită

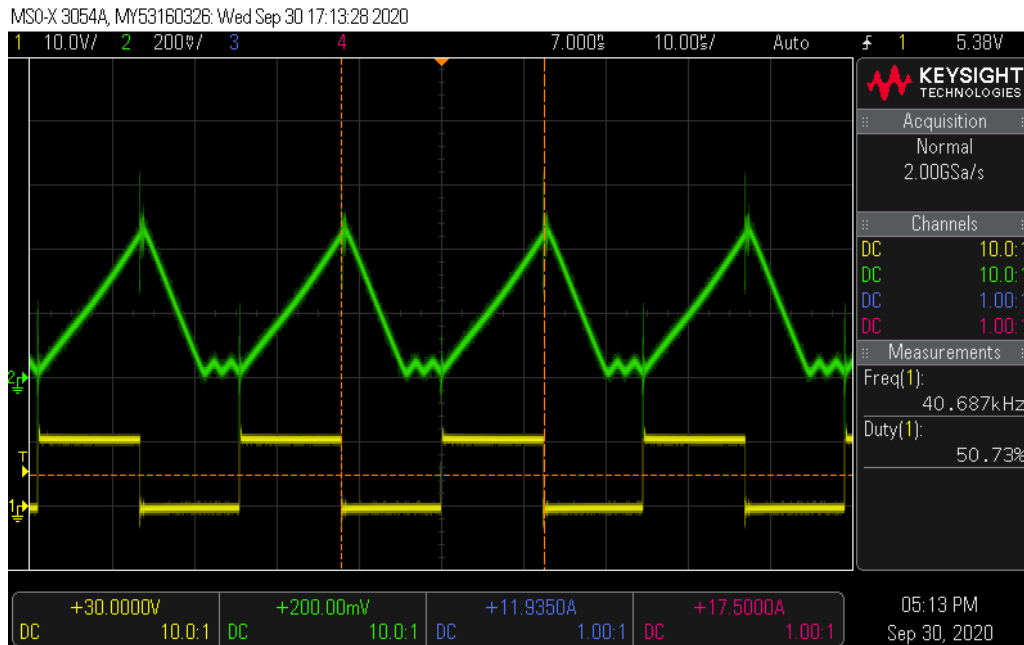


Fig. 10.23. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent întrerupt

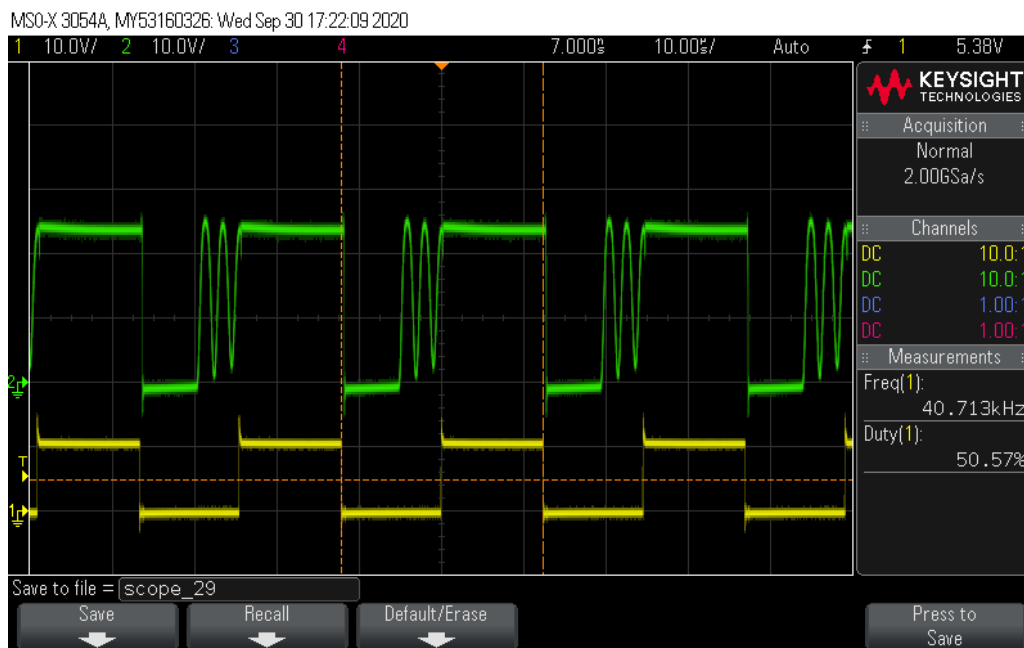


Fig. 10.24. Tensiunea de comandă (C1) și pe diodă (C2) în regimul de curent întrerupt

10.3. Forme de undă pentru convertorul Boost

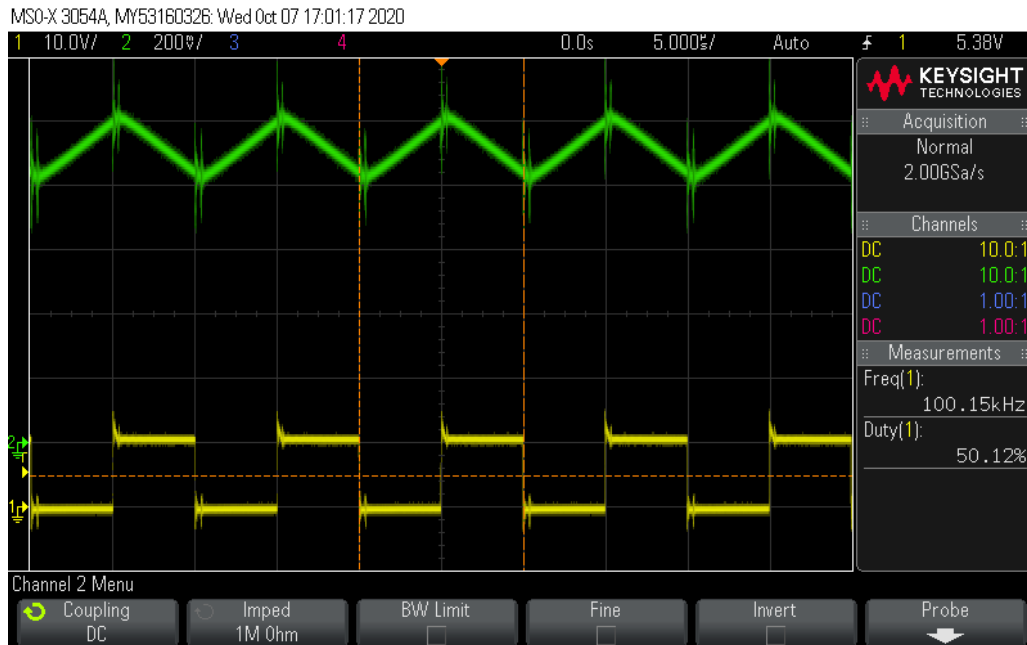


Fig. 10.25. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt

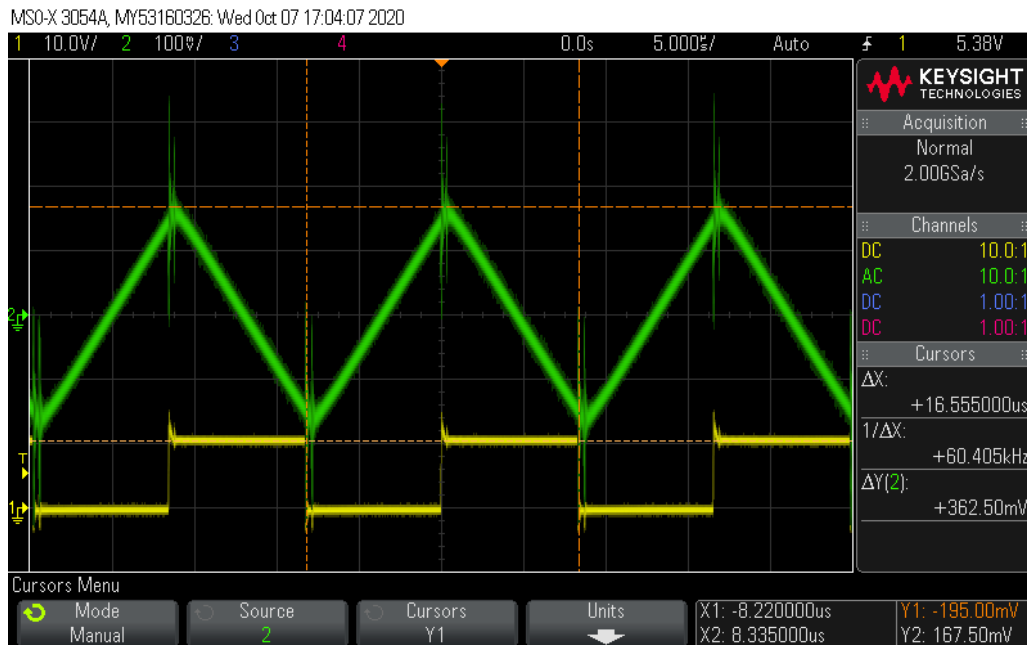


Fig. 10.26. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz

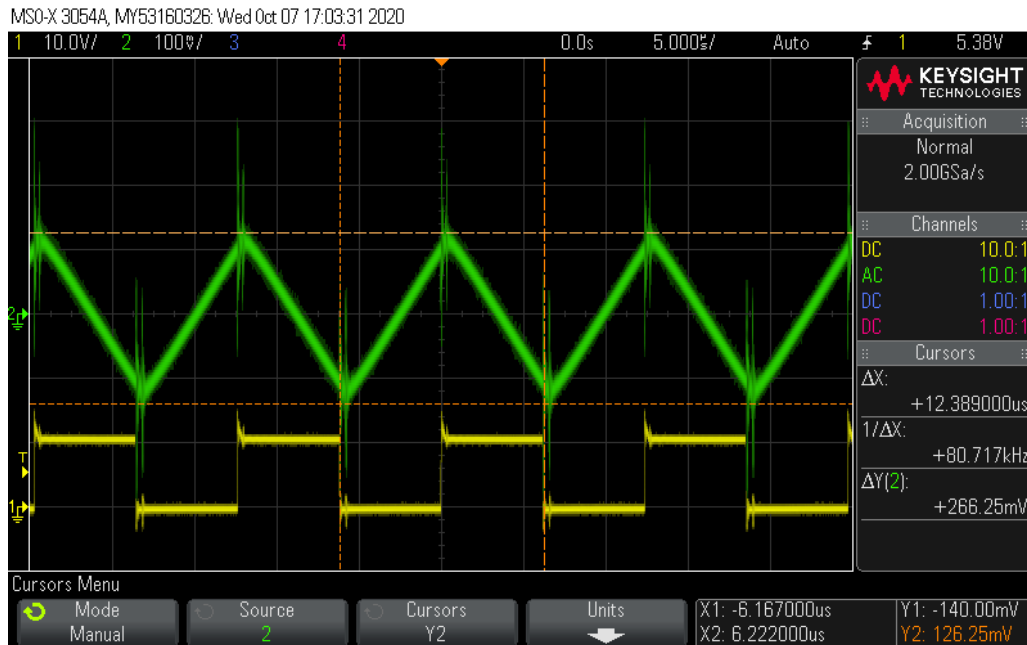


Fig. 10.27. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz

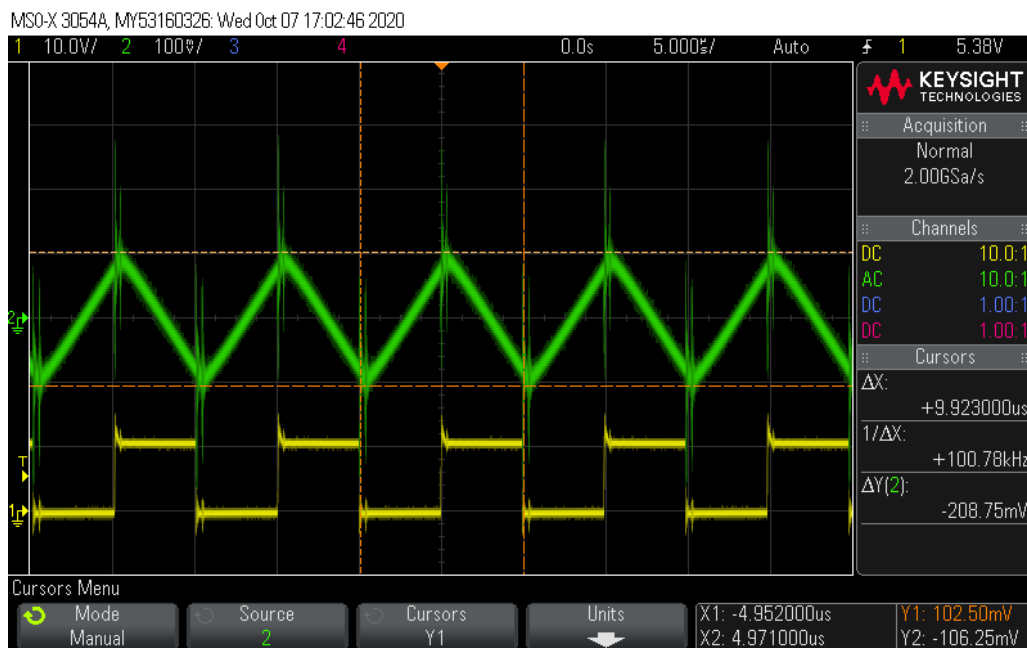


Fig. 10.28. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz

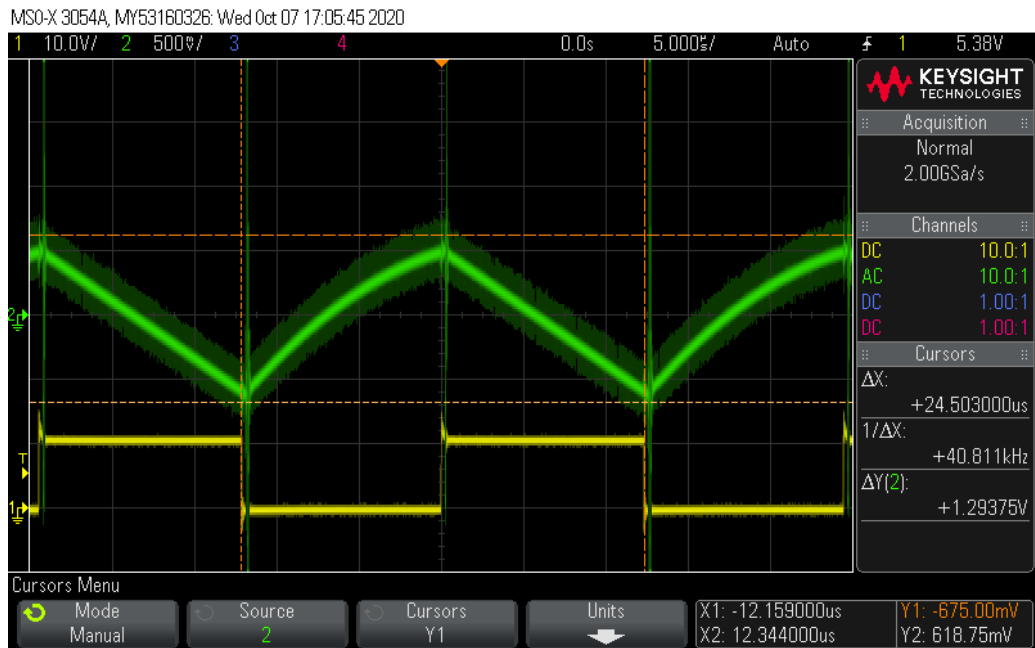


Fig. 10.29. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz

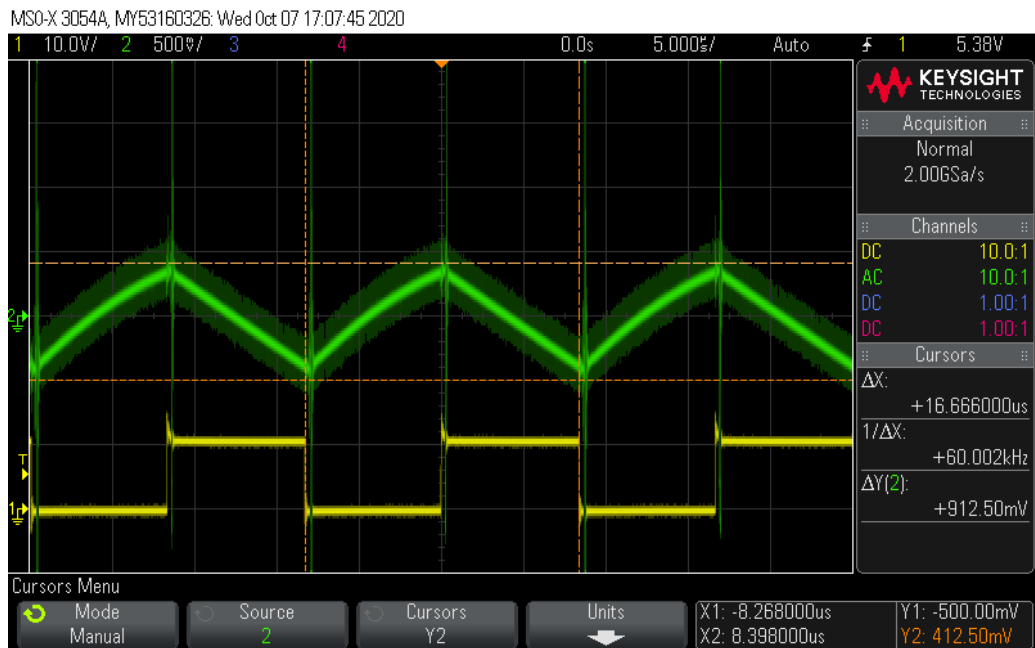


Fig. 10.30. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz

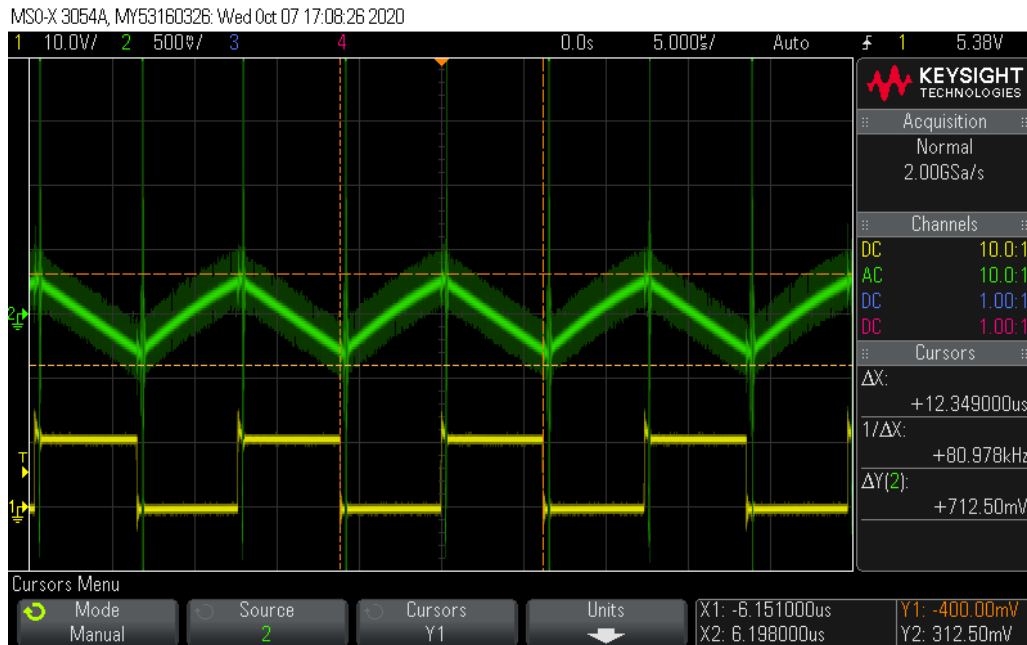


Fig. 10.31. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz

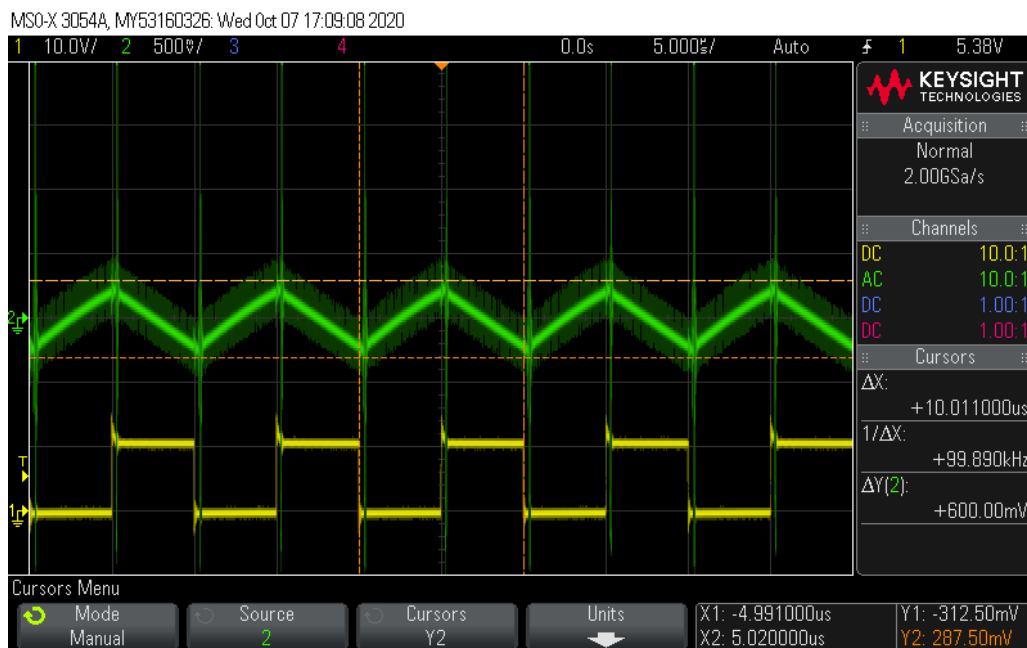


Fig. 10.32. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz

10.4. Forme de undă pentru convertorul Buck-Boost

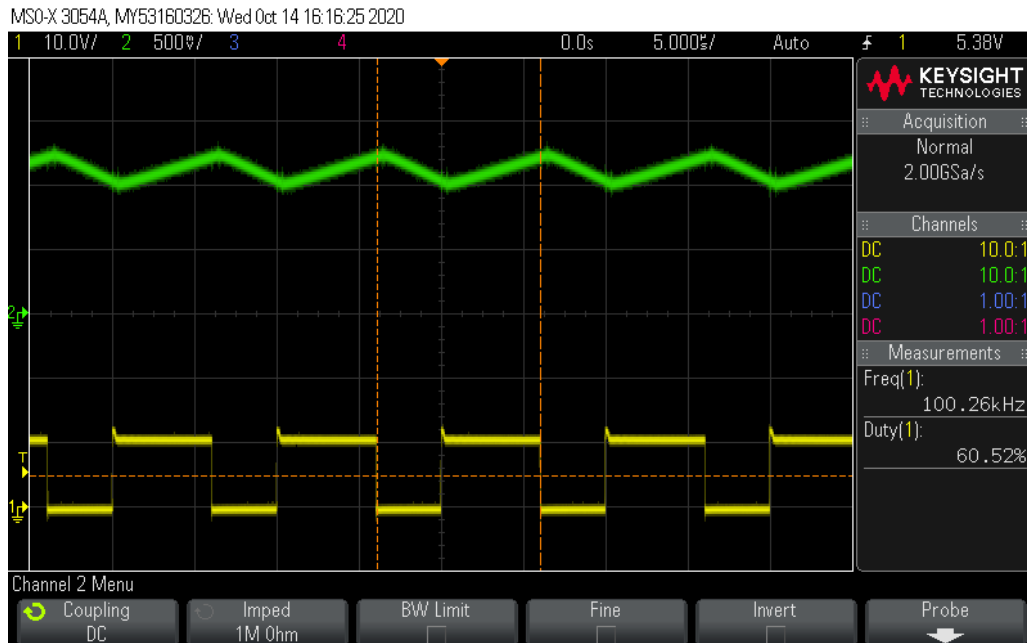


Fig. 10.33. Tensiunea de comandă (C1) și curentul prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt

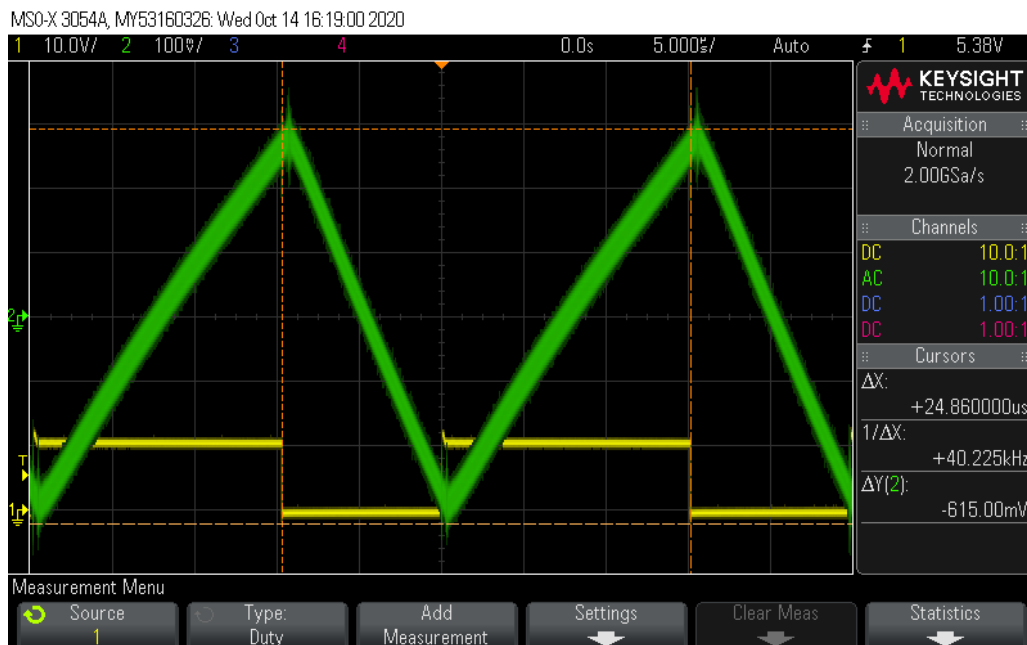


Fig. 10.34. Tensiunea de comandă (C1) și riplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz

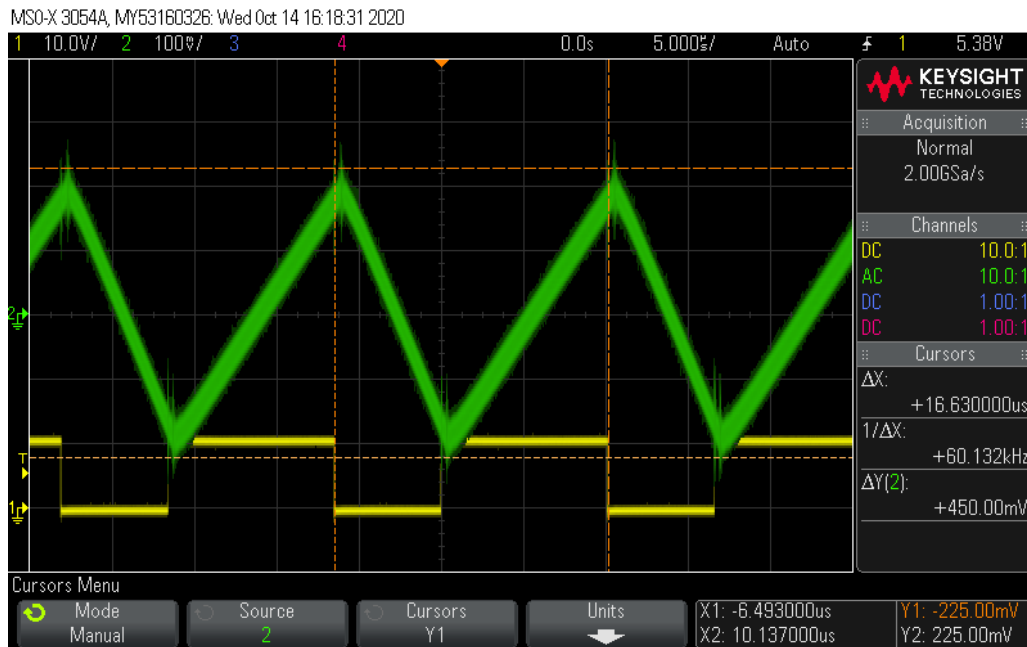


Fig. 10.35. Tensiunea de comandă (C1) și ripul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz

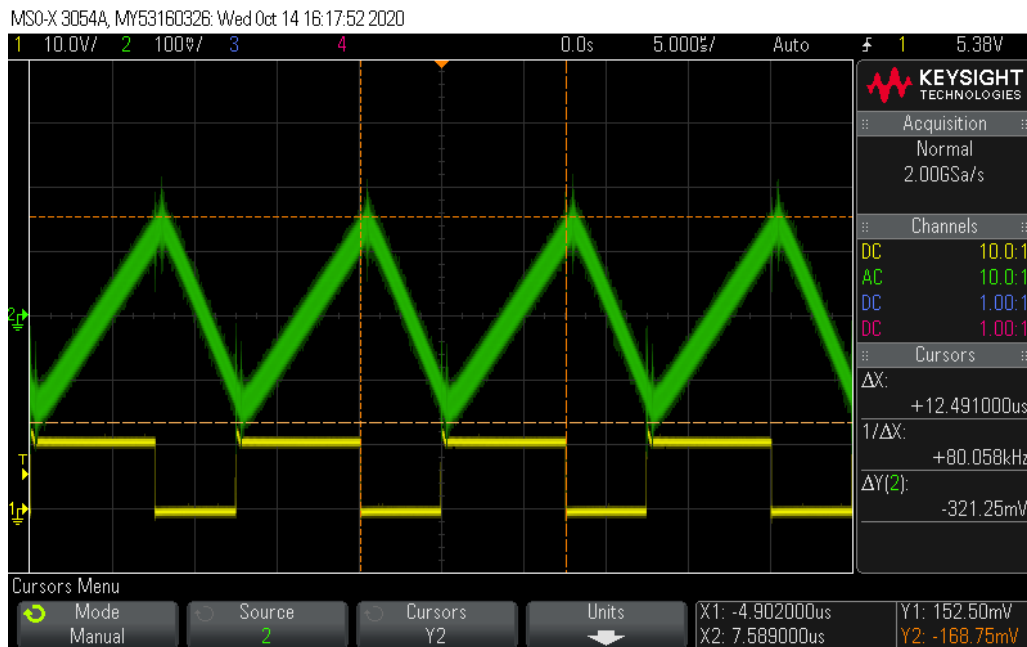


Fig. 10.36. Tensiunea de comandă (C1) și ripul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz

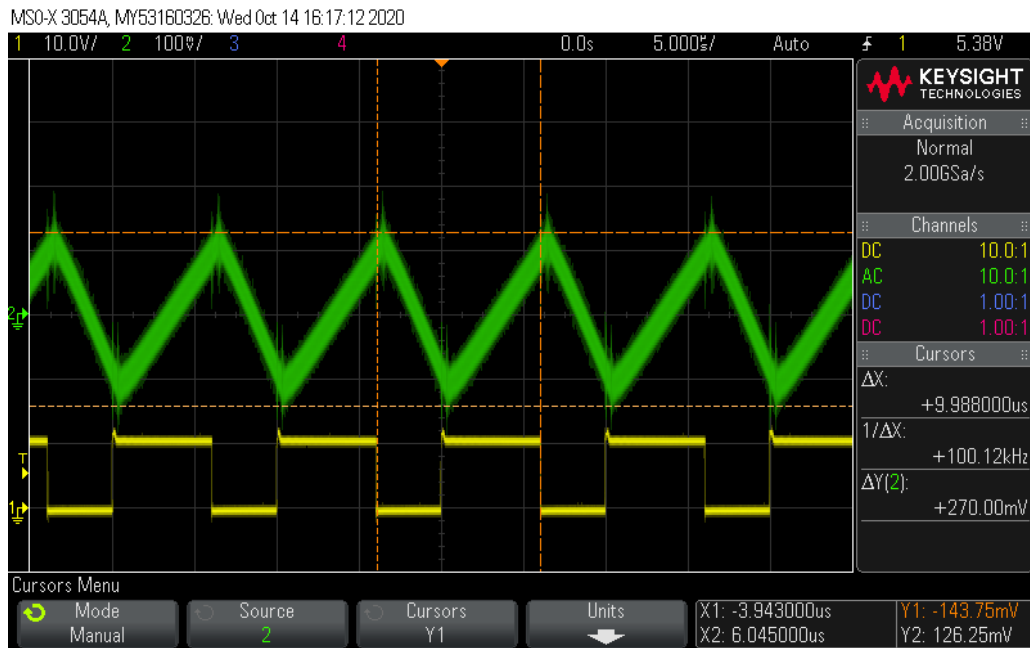


Fig. 10.37. Tensiunea de comandă (C1) și ripplul curentului prin inductor (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz

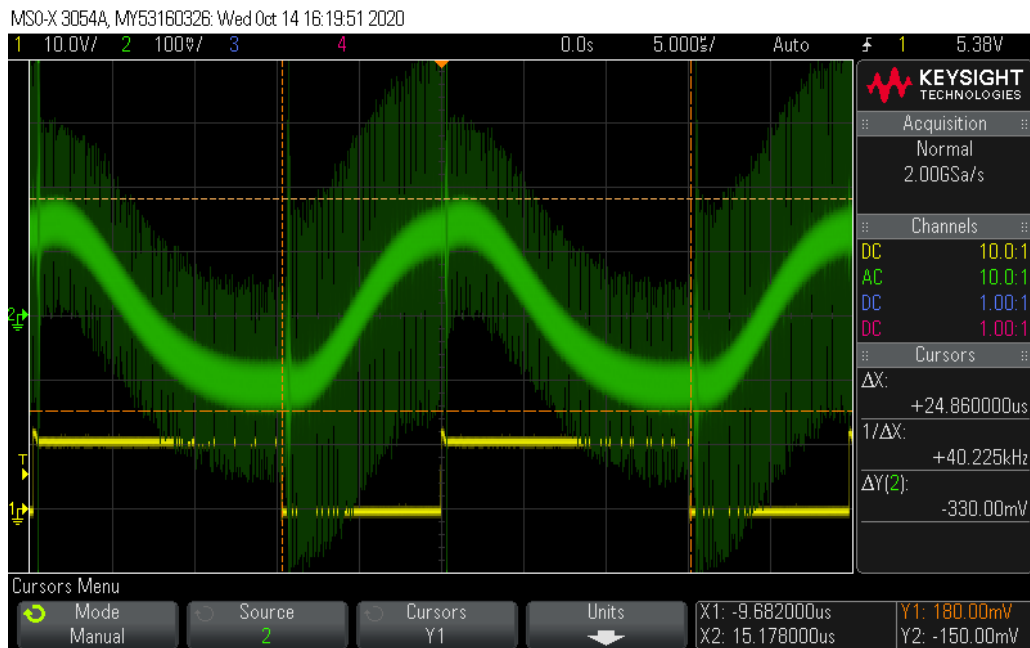


Fig. 10.38. Tensiunea de comandă (C1) și ripplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 40kHz

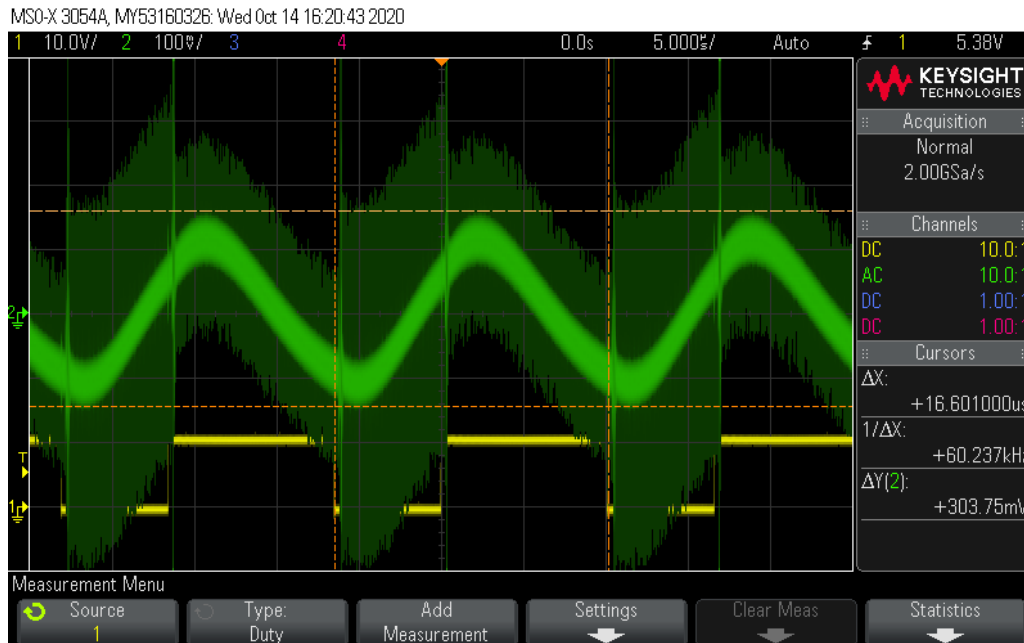


Fig. 10.39. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 60kHz

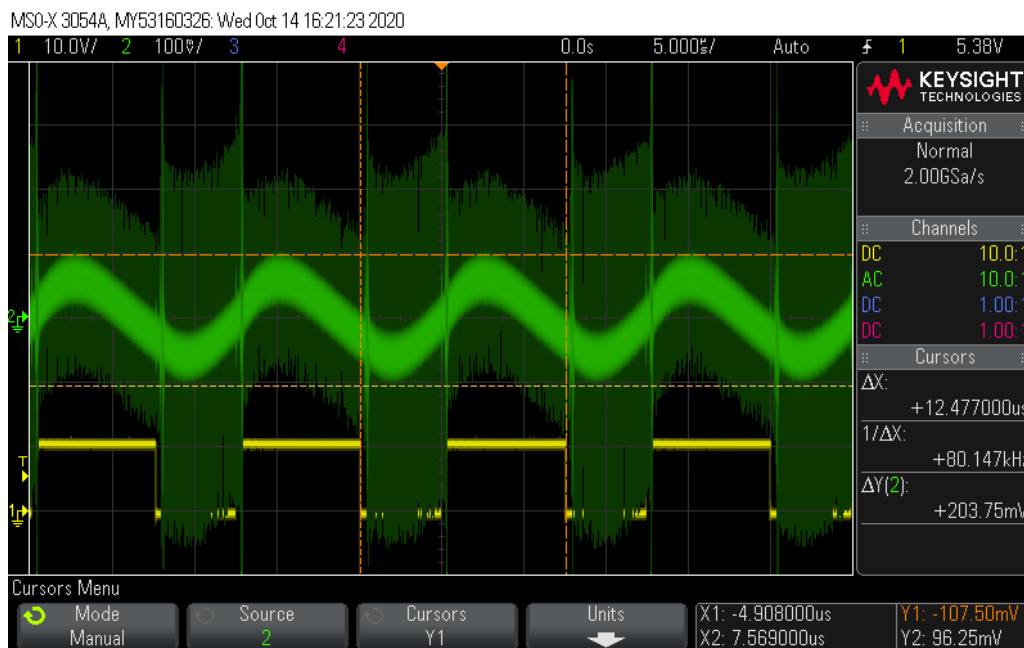


Fig. 10.40. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 80kHz

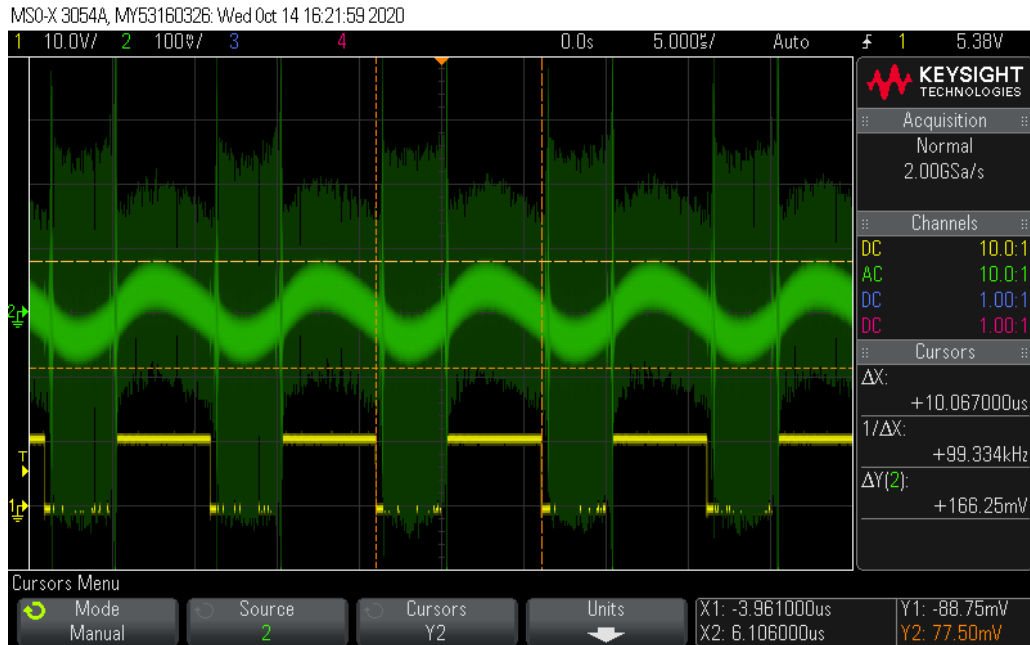


Fig. 10.41. Tensiunea de comandă (C1) și riplul tensiunii de ieșire (C2) în regimul de curent neîntrerupt, la frecvența de funcționare de 100kHz

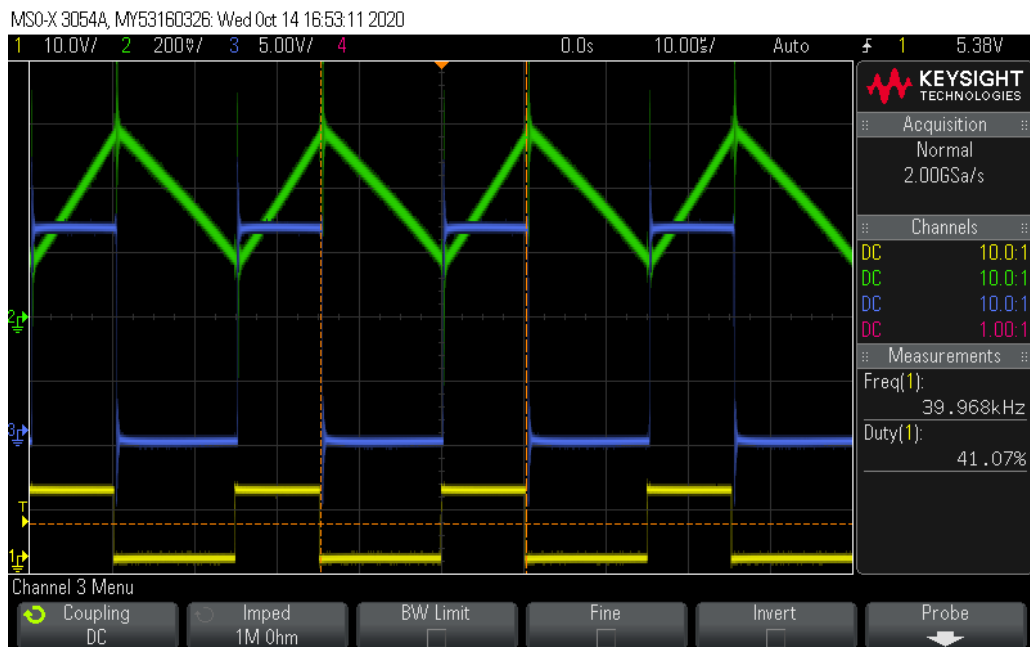


Fig. 10.42. Tensiunea de comandă (C1), curentul prin inductor (C2) și tensiunea pe diodă (C3) în regimul de curent neîntrerupt

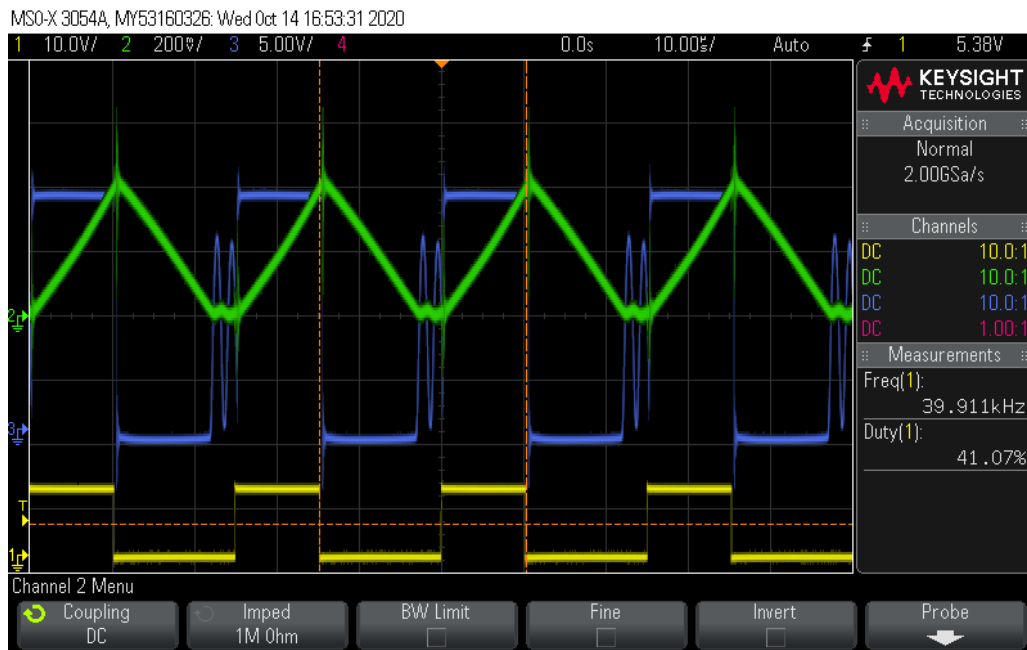


Fig. 10.43. Tensiunea de comandă (C1), curentul prin inductor (C2) și tensiunea pe diodă (C3) în regimul de curent întrerupt

10.5. Forme de undă pentru invertorul cu tensiune dreptunghiulară

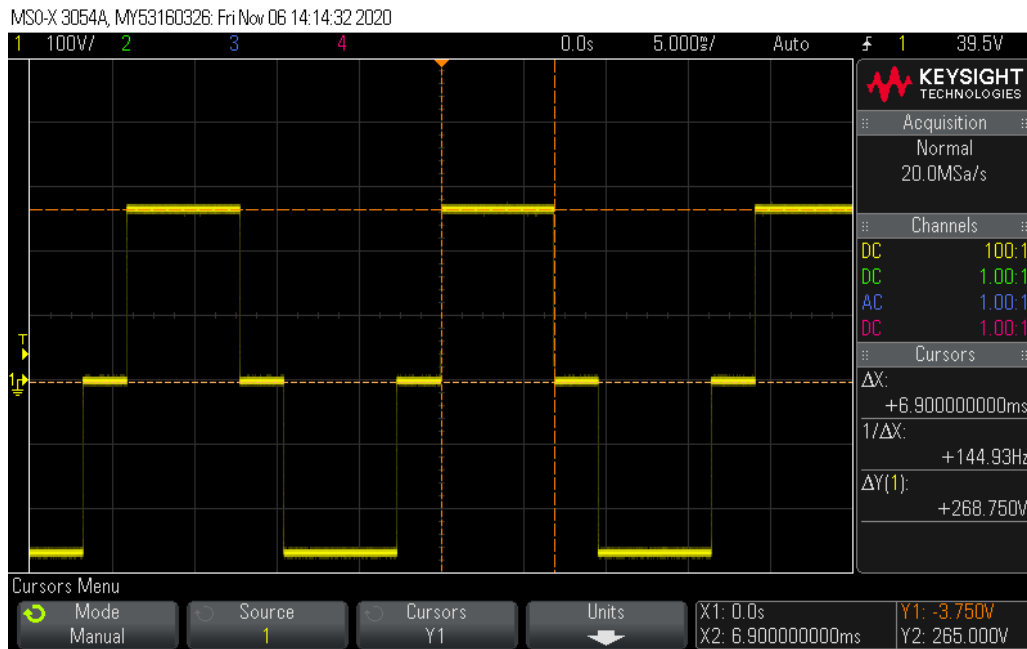


Fig. 10.44. Determinarea amplitudinii și a intervalului de timp pentru pulsul de tensiune pozitivă din tensiunea de ieșire

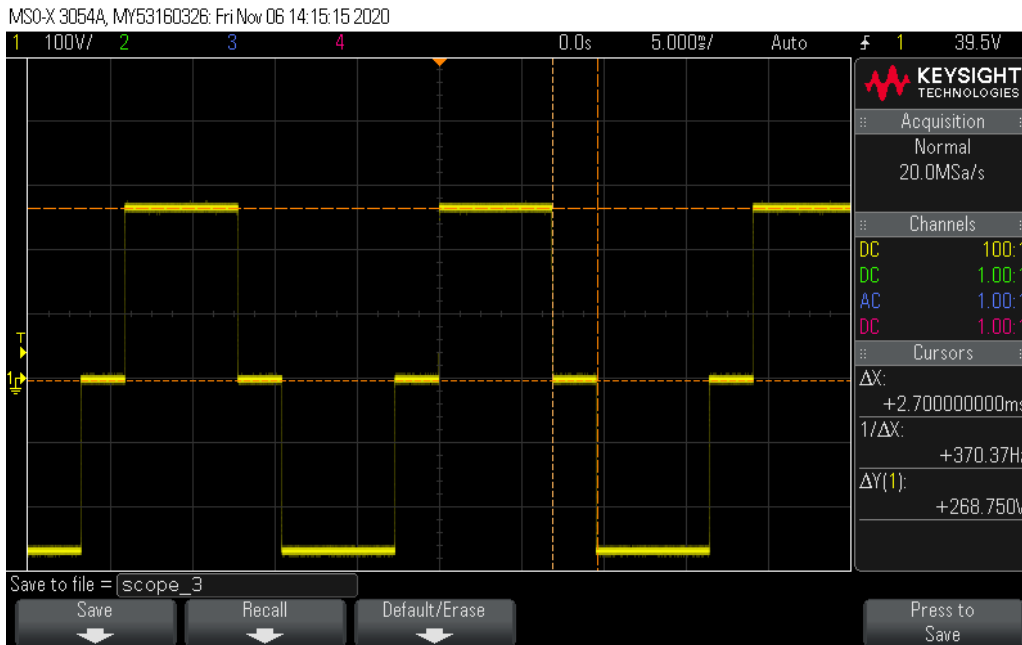


Fig. 10.45. Determinarea amplitudinii și a intervalului de timp pentru pulsul de tensiune zero din tensiunea de ieșire

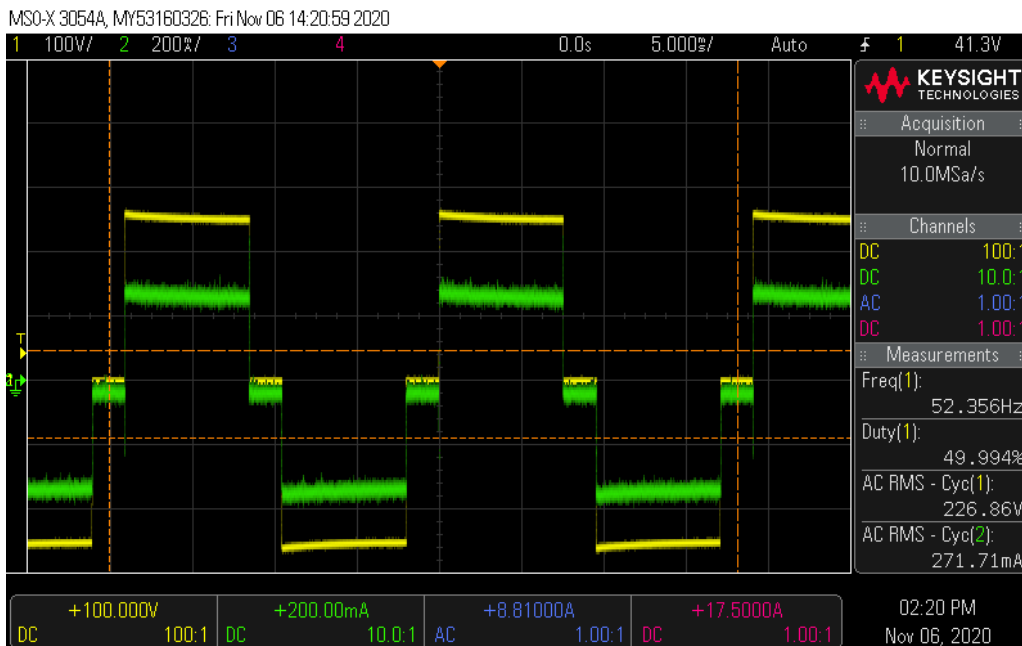


Fig. 10.46. Tensiunea (C1) și curentul (C2) pentru un consumator de tip rezistiv

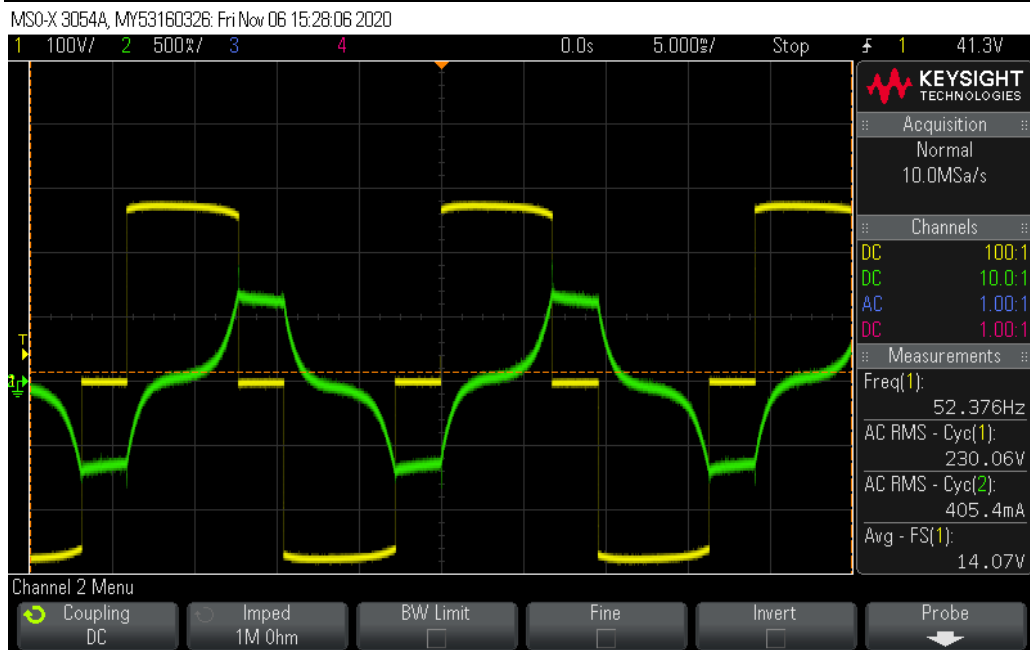


Fig. 10.47. Tensiunea (C1) și curentul (C2) pentru un consumator de tip rezistiv-inductiv

BIBLIOGRAFIE

- [1] „LTspice groups.io Group”. <https://groups.io/g/LTspice> (data accesării 29 aprilie 2022).
- [2] „LTspice® Recommended Reading List | Design Center | Analog Devices”. <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator/ltspice-recommended-reading-list.html> (data accesării 29 aprilie 2022).
- [3] Powersim Inc., „PSIM User’s Manual”. Powersim Inc., mai 2020. [Online]. Disponibil la: <https://www.powersimtech.com/wp-content/uploads/2021/01/PSIM-User-Manual.pdf>
- [4] ROHM Semiconductor, „Inductor Calculation for Buck converter IC”. ROHM, 2012. [Online]. Disponibil la: http://rohmf.s.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/inductor_calculation_appli-e.pdf
- [5] He Li-gao și Wu Jian, „Selection of the current ripple ratio of converters and optimal design of output inductor”, în *2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, iun. 2010, pp. 1163–1167. doi: 10.1109/ICIEA.2010.5515878.
- [6] N. Mohan, T. M. Undeland, și W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3 edition. Hoboken, NJ: Wiley, 2002.
- [7] Than Ethan, „Diode-Based Temperature Measurement”. Texas Instruments, mai 2019.
- [8] Vishay General Semiconductor, „1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007”. Vishay General Semiconductor, 29 aprilie 2020. [Online]. Disponibil la: <https://www.vishay.com/docs/88503/1n4001.pdf>
- [9] Vishay General Semiconductor, „1N5817, 1N5818, 1N5819”. Vishay General Semiconductor, 7 ianuarie 2020. [Online]. Disponibil la: <https://www.vishay.com/docs/88525/1n5817.pdf>
- [10] GaN Systems, „Design with GaN Enhancement mode HEMT”. GaN Systems, 12 aprilie 2018.
- [11] D. Hulea, *Laborator 1 TMCEP*, (27 septembrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la: <https://www.youtube.com/watch?v=ZWFBS6evGMM>
- [12] D. Hulea, *Laborator 2 - Convertorul Buck*, (5 octombrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la: <https://www.youtube.com/watch?v=aF4qJ3VxhJg>
- [13] D. Hulea, *Laborator 3 - Convertorul Boost*, (13 octombrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la: <https://www.youtube.com/watch?v=AaDqvV-iUCQ>
- [14] D. Hulea, *Laborator 5 TMCEP*, (29 octombrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la: <https://www.youtube.com/watch?v=wXmeUpdav5w>

- [15] D. Hulea, *Laborator 4 - Convertorul Buck Boost*, (22 octombrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la:
<https://www.youtube.com/watch?v=kSSDZASBi3A>
- [16] D. Hulea, *Laborator 7 TMCEP*, (10 noiembrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la:
<https://www.youtube.com/watch?v=SBkj0oi2XAk>
- [17] D. Hulea, *Laborator 8 TMCEP*, (24 noiembrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la:
<https://www.youtube.com/watch?v=xdwC3OEmn2Q>
- [18] „Electronic Components Distributor - Mouser Electronics Romania”.
<https://ro.mouser.com/> (data accesării 24 mai 2022).
- [19] „Farnell România - Distribuitor de componente electronice”.
<https://ro.farnell.com/> (data accesării 24 mai 2022).
- [20] „Electronic components. Distributor, online shop – Transfer Multisort Elektronik”. <https://www.tme.eu/ro/en/> (data accesării 24 mai 2022).
- [21] D. Hulea, *Proiect 1 TMCEP*, (27 septembrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la:
https://www.youtube.com/watch?v=ybVBpI_bbLM
- [22] D. Hulea, *Proiect 2 TMCEP*, (12 octombrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la:
<https://www.youtube.com/watch?v=nbU79tNUocM>
- [23] D. Hulea, *Proiect 3 TMCEP - Cablaje imprimate*, (26 octombrie 2020). Data accesării: 24 mai 2022. [Online Video]. Disponibil la:
<https://www.youtube.com/watch?v=PQVn-wiiuFw>



ISBN 978-606-35-0486-0