

STUDIUL FUNCȚIONĂRII UNUI FILTRU ACTIV DERIVAȚIE CU CONTROL INDIRECT

Autori: Florin MUREȘAN (MUREȘAN- GRECU)¹
flomavon2002@yahoo.com

Coordonatori: Conf.univ.dr.ing. Florin-Gabriel POPESCU², Conf.univ.dr.ing. Dragoș PĂSCULESCU²

¹Universitatea din Petroșani, Facultatea IME, specializarea Exploatarea instalațiilor electrice industriale, Anul II

²Universitatea din Petroșani, Facultatea IME, Departamentul ACIEE

Rezumat

Pentru realizarea unor soluții flexibile de eliminare a armonicilor de curent din rețelele de medie și mică putere se utilizează filtrele active. Prin intermediul lor se pot utiliza diferite strategii de comandă care au ca scop fie eliminarea unor anumite armonici, fie compensarea dinamică a acestora simultan cu ameliorarea factorului de putere.

Cuvinte cheie:

Filtru, armonici, control, regim, soluție.

1. Introducere

Pentru controlul condițiilor de rezonanță este necesară cunoașterea conținutului de armonice, iar pentru estimarea influenței nesinusoidalității asupra pierderilor în miezul transformatoarelor, asupra funcționării dispozitivelor automate de măsură și asupra sistemelor de acționare trebuie cunoscută forma undei de tensiune. Pentru cazurile enumerate mai sus este necesară evidențierea perioadei celei mai probabile de apariție a formelor nesinusoidale, acest lucru fiind posibil pe baza înregistrărilor indicate de aparatele de măsură în condițiile exploatarea rețelelor electrice de alimentare.

2. Aspecte generale

Creșterea ponderii elementelor neliniare în sistemele electroenergetice, atât ca puteri instalate, precum și ca tipuri de echipamente, conduce la creșterea nivelului de poluare armonică a acestora cu amplificarea efectelor negative determinate de prezența armonicilor în rețeaua electrică.

Introducerea de armonici în sistemul de alimentare cu energie electrică nu este singura problemă, însăși echipamentele electrice pot fi defectate datorită prezenței acestora. Prezența armonicilor în sistemul de alimentare cu energie electrică poate genera o gamă largă de efecte nedorite. De exemplu, armonicile pot cauza interferența semnalelor, supratensiuni, pierderi de date în liniile de transmisie a informațiilor. De asemenea armonicile pot genera supraîncălzirea, funcționarea neadecvată sau chiar defectarea echipamentului electric în general. Armonicile pot cauza încălzirea excesivă a transformatoarelor și condensatoarelor, ceea ce duce la reducerea timpului de viață a acestor dispozitive sau la defectarea lor. Un alt efect este și încălzirea motoarelor electrice și producerea unui cuplu pulsatoriu.

3. Studiul Matlab – Simulink a unui filtru activ derivație cu control indirect

Controlul filtrelor active cu structură de inverter PWM constă în generarea unei referințe care, prin diferite metode, separă armonicile pentru a fi eliminate.

Structura clasică a unui filtru activ monofazat folosind un inverter de tensiune, este prezentată în Fig.1, unde SD este o sarcină deformantă. Filtrul activ injectează un curent astfel încât curentul absorbit de la rețea și tensiunea sunt sinusoidale.

$$i_R(t) = i_S(t) - i_F(t) \quad (1)$$

Curentul debitat de filtru este:

$$i_F(t) = \tilde{i}_S(t) = i_S(t) - i_S^1(t) \quad (2)$$

unde, $i_S^1(t)$ este fundamentala iar $\tilde{i}_S(t)$ este suma armonicilor superioare (componenta poluantă).

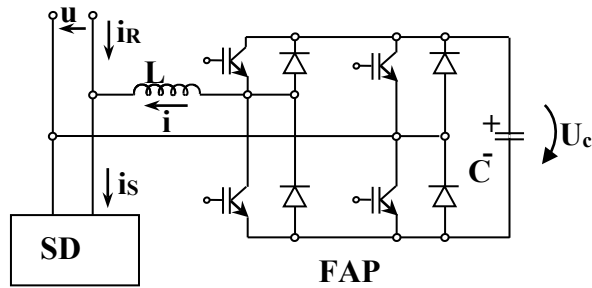


Fig.1. Structura unui filtru activ monofazat

Separarea componentei poluante de curent este o metodă complicată. Această metodă presupune un calcul laborios și apariția unor întârzieri semnificative. Drept urmare, s-a dezvoltat o nouă tehnică de comandă a filtrelor active, numită controlul indirect.

Structura sistemului este prezentată în Fig.2. Spre deosebire de structura clasică, alimentarea sarcinii și a filtrului se face prin inductanța L într-o structură specifică de redresor PWM de curent cu ieșire în tensiune. Se urmărește impunerea curentului absorbit prin bobina comună să fie sinusoidal.

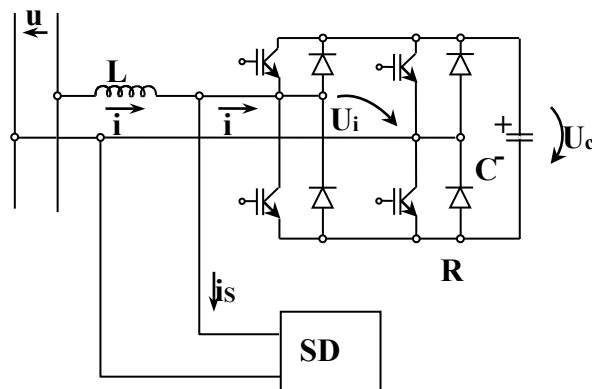


Fig.2. Structura unui filtru activ cu control indirect

Curentul absorbit de la rețea este:

$$i_R(t) = i_S(t) + i_F(t) \quad (3)$$

Pentru a obține o formă sinusoidală, curentul absorbit de filtru trebuie să fie de forma: $i_F(t) = i_F^1(t) + \tilde{i}_F(t)$ unde $i_F^1(t)$ este fundamentală curentului cu rol de a păstra condensatorul C încărcat, iar componentele armonice de curent satisfac relația:

$$\tilde{i}_F(t) + \tilde{i}_S(t) = i(t) \quad (4)$$

unde $i(t)$ este fundamentală curentului în fază cu tensiunea rețelei.

$$i_R(t) = i_F^1(t) + i_S^1(t) + i(t) \quad (5)$$

Suma curenților ce străbat sarcina și filtrul este un curent sinusoidal în fază cu tensiunea.

Pot fi folosite diferite strategii de control, cum ar fi comanda PWM sinusoidală în buclă deschisă sau comanda cu histerezis în buclă închisă sau deschisă.

Controlul cu histerezis în buclă închisă este descris de schema din Fig.3.:

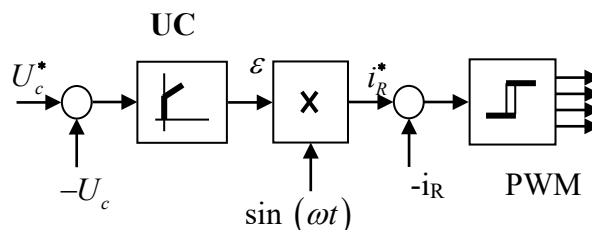


Fig.3. Structura de control a filtrului activ

Alegerea tensiunii de comandă U_C este dată de caracterul ridicător al redresorului, ceea ce determină variații ale tensiunii U_i la ieșire. Tensiunea de la bornele condensatorului, $-U_C$ este comparată cu referința de tensiune U_C^* . Ieșirea regulatorului UC este transformată într-o mărime sinusoidală și aplicată apoi regulatorului cu histerezis care furnizează comandă PWM celor 4 IGBT-uri.

Modelul Matlab Simulink pe care s-a simulat funcționarea ansamblului Filtru activ cu comandă indirectă – Sarcină deformantă este prezentat în Fig. 3.12.

Elementele componente ale modelului sunt:

sursa de tensiune alternativă

- inductivitatea comună L
- redresorul PWM
- redresorul cu diode (sarcina de formantă)
- capacitate de filtrare
- rezistența de sarcină
- regulatorul de tensiune
- blocul THD
- blocul FFT
- traductoare de tensiune
- traductoare de curent
- osciloscop
- display-uri.

Parametrii modelului sunt:

- valoarea de vârf a tensiunii de alimentare este $\hat{U} = 310V$
- frecvența tensiunii de alimentare $f = 50Hz$
- inductivitatea bobinei comune $L = 2mH$
- capacitatea de filtrare a redresorului PWM $C_1 = 2500\mu F$
- capacitatea de filtrare a redresorului cu diode $C_2 = 2500\mu F$
- rezistența de sarcină $R = 10\Omega$
- parametrii regulatorului sunt: $K_p=10$, $K_i=250$

Pentru a scoate în evidență avantajele prezenței filtrului activ, în Fig.4. se prezintă tensiunea și curentul absorbit în cazul conectării directe la rețea a redresorului necomandat monofazat:

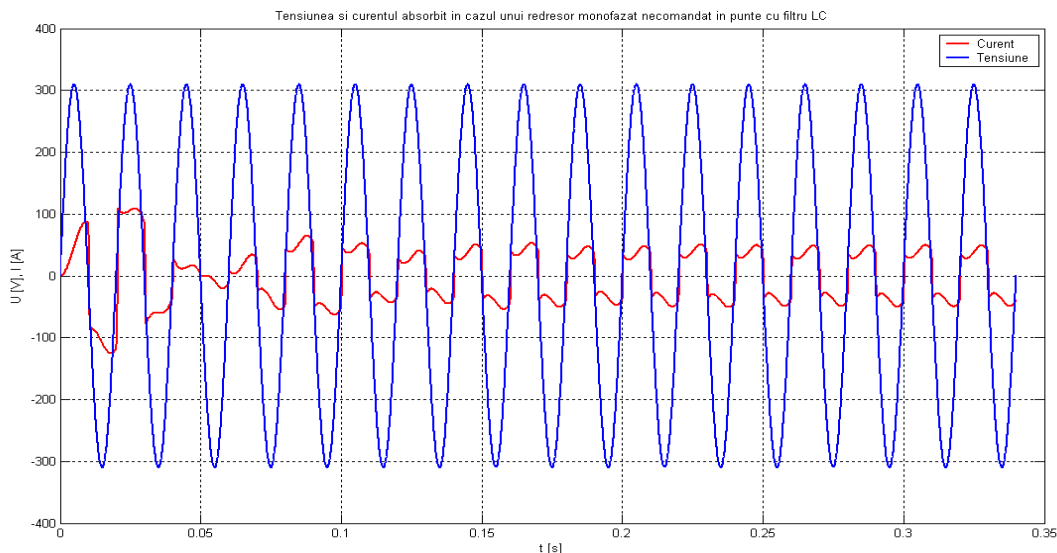


Fig.4. Tensiunea și curentul absorbit în cazul unui redresor monofazat necomandat în punte

4. Rezultatele experimentale ai filtrului activ

Tensiunea și curentul absorbit de la rețea în cazul prezenței filtrului activ sunt ilustrate în Fig.5. Se observă că atât tensiunea cât și curentul sunt semnale sinusoidale, ceea ce înseamnă că filtrul activ elimină armonicile din rețea, iar puterea reactivă absorbită este nulă.

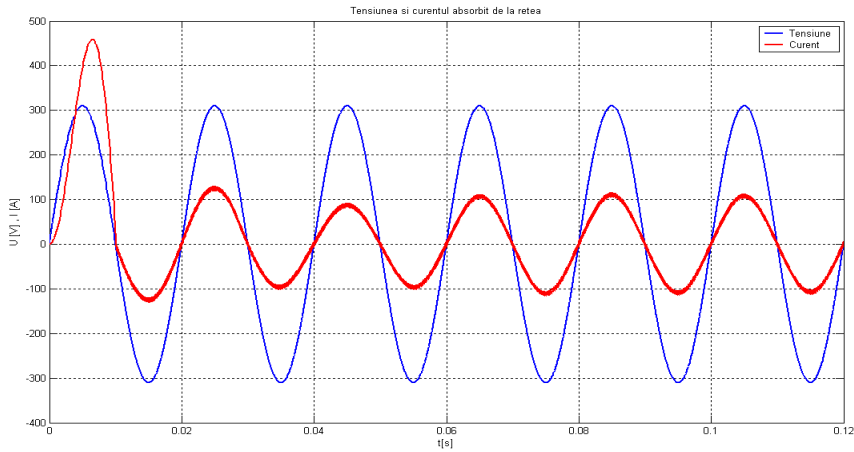


Fig.5. Tensiunea și curentul absorbit în cazul prezenței filtrului activ

Avantajul prezenței filtrului activ între rețea și sarcina deformantă îl constituie forma sinusoidală a curentului absorbit, spre deosebire de curentul absorbit de către o sarcină deformantă conectată direct la rețea (conectarea unui redresor monofazat în punte necomandat în cazul nostru).

Tensiunea la ieșirea redresorului PWM este prezentată în Fig.6.:

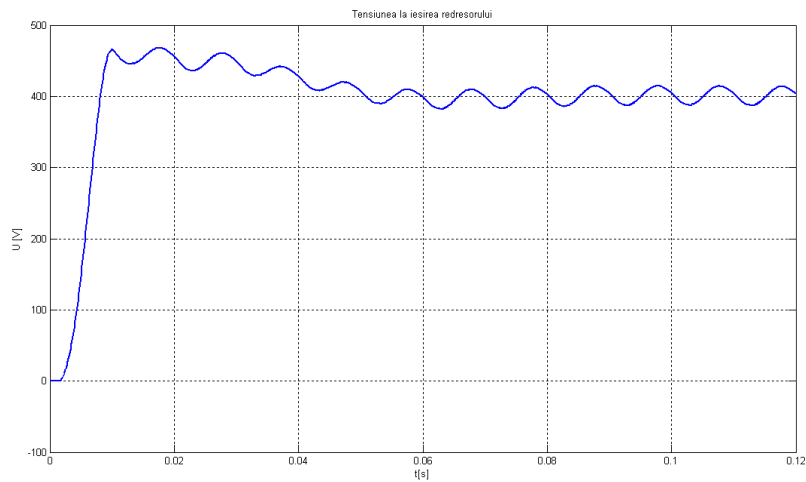


Fig.6. Tensiunea la ieșirea redresorului PWM

Tensiunea la ieșirea redresorului necomandat (sarcina deformantă):

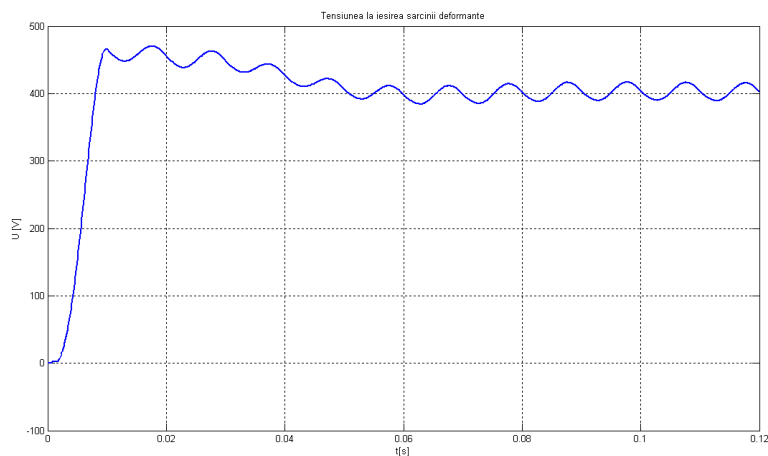


Fig.7. Tensiunea la ieșirea sarcinii deformante

Curentul absorbit de către redresorul PWM este prezentată în Fig.8:

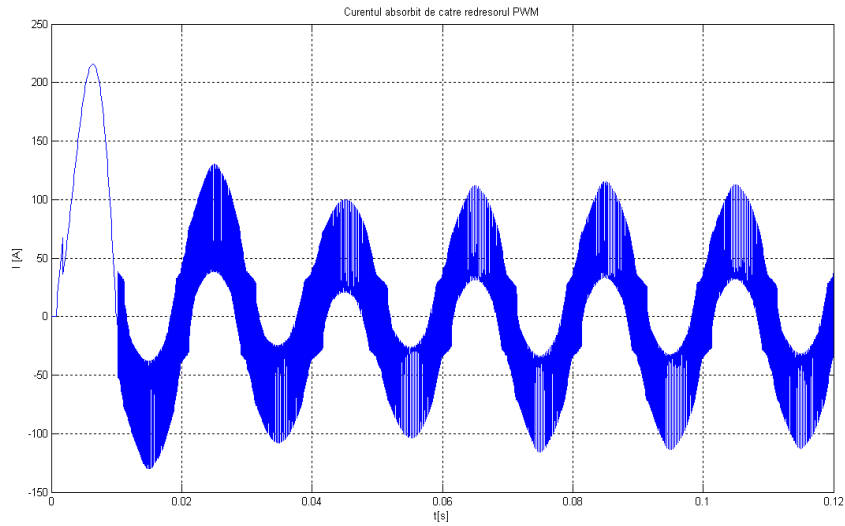


Fig.8. Curentul absorbit de către redresorul PWM

Curentul absorbit de către sarcina deformantă:

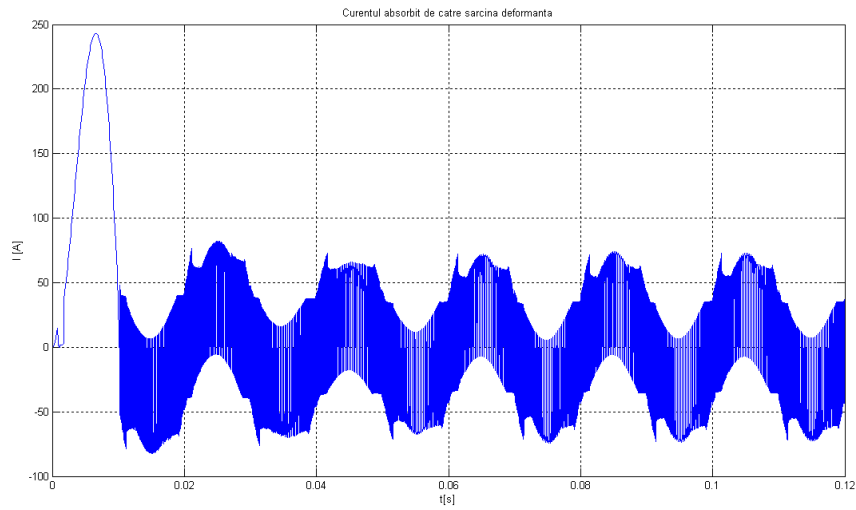


Fig.9. Curentul absorbit de către sarcina deformantă

Curentul la ieșirea sarcinii deformante prezintă 2 componente: curentul ce trece prin rezistor respectiv curentul ce parcurge capacitatea de filtrare. Fig.10. arată formele celor doi cureni.

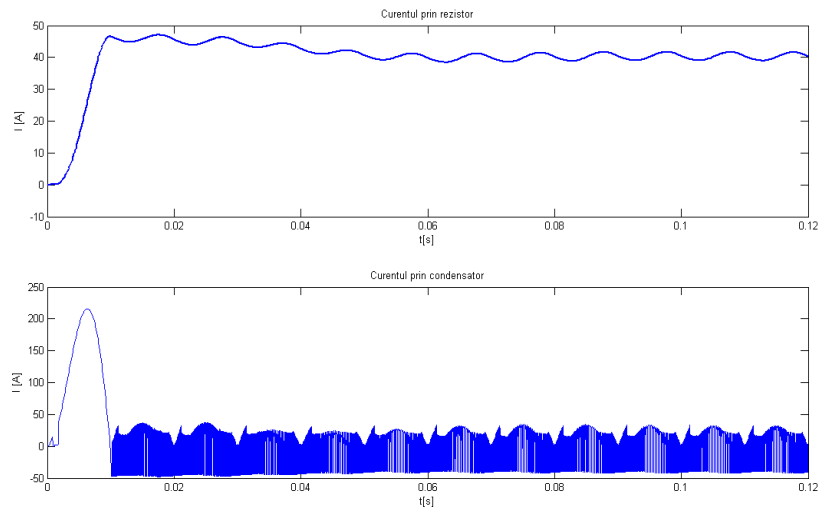


Fig.10. Curentul absorbit de către rezistor respectiv condensator

Valoarea THD-ului este de 0,03828, în limite admise de către rețea.

Spectrul de armonici este prezentat în Fig.11:

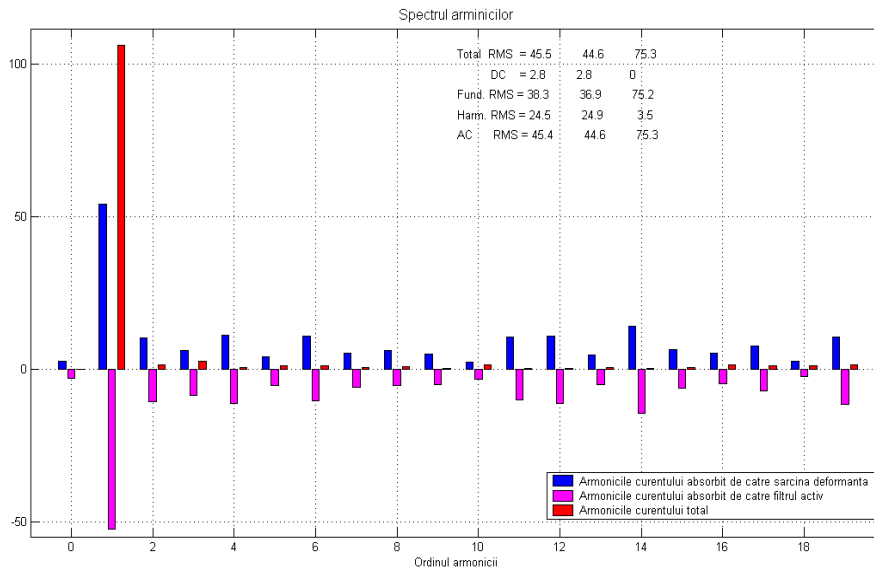


Fig.11. Spectrul de armonici

5. Concluzii

Menținerea în permanență a unui anumit nivel al calității energiei electrice într-un nod energetic necesită o colaborare continuă a furnizorului de energie electrică (cu responsabilități privind calitatea tensiunii la barele de alimentare) cu consumatorii de energie electrică care sunt potențiale surse de perturbație, pentru a obține un punct comun de cuplare în conformitate cu indicatorii de calitate înscrși în contractul de furnizare.

Promovarea riguroasă a unei politici a calității la nivel de stat, a unor programe concrete la nivelul companiilor de electricitate, presupune definirea și promovarea unei legislații adecvate și armonizate cu reglementările adoptate la nivel internațional, care vizează atât responsabilitatea furnizorilor pentru daune provocate utilizatorilor prin livrarea unei energii electrice de calitate necorespunzătoare, cât și responsabilitatea consumatorului pentru perturbațiile determinate în rețeaua electrică a furnizorului. Astfel de reglementări trebuie să constituie baza legală a relației furnizor-consumator și să stabilească obligații și răspunderi precise pentru toți partenerii implicați pe întregul traseu producție - consum.

În condițiile creșterii numărului și a puterii absorbite de consumatorii cu sarcini neliniare, asigurarea calității energiei devine o problemă de o complexitate deosebită.

Dintre metodele moderne pentru compensarea totală a regimului armonic și a puterii reactive este recomandată utilizarea filtrelor active de putere, în cazul în care se dorește compensarea împreună a acestora, deoarece filtrele active de putere s-au dovedit a fi cele mai eficiente pentru realizarea acestui lucru.

Bibliografie

1. Arie A. Arie, Neaguș C., Golovanov C., Golovanov N., *Poluarea cu armonici a sistemelor electroenergetice funcționând în regim permanent simetric*, Editura Academiei Române, București, 1994.
2. Buta, A., ș.a., *Calitatea energiei*, Editura AGIR, 2001.
3. Chindriș M., Sudria A., Andrei Czikier A., Stefanescu S., *Reducerea poluarii armonice a rețelelor electrice industriale*, Editura Mediamira, Cluj-Napoca, 2003.
4. Iordache, M., Conecini, I., *Calitatea energiei electrice*, Editura Tehnică, București, 1997.
5. Marcu M.D., Borca D., *Convertoare statice în acționări electrice*, Editura Topoexim, București, 1999.
6. Marcu M. D., Popescu F.G., *Convertoare statice - lucrări de laborator*, Editura Universitas, Petroșani, 2010.
7. Păpușoiu Gh., *Compensarea puterii reactive și a armonicilor*, Editura Orizonturi Universitare, Timisoara, 2002.
8. Rață G., *Regimul deformant la consumatorii industriali*, Editura MATRIX ROM București, 2009.
9. Uțu I., Marcu M., *Tehnici de măsurare. Teorie și aplicații*, Editura Universitas, Petroșani, 2004.
10. *** PE 143/94. Normativ privind limitarea regimului nesimetric și deformant.
11. *** Software Matlab 6.5.
12. *** Simulink. User's manual.

STUDIUL FUNCȚIONĂRII UNEI SARCINI DEFORMANTE

Autori: Maria-Livia MITITICA¹

mia061086@yahoo.com

Coordonatori: Conf.univ.dr.ing. Florin-Gabriel POPESCU², Conf.univ.dr.ing. Dragoș PĂSCULESCU²

¹Universitatea din Petroșani, Facultatea IME, specializarea Electromecanică, Anul II

²Universitatea din Petroșani, Facultatea IME, Departamentul ACIEE

Rezumat

În prezent, în industria modernă, circa 50% dintre receptoarele unui consumator industrial sunt convertoare de frecvență (pentru alimentarea acționărilor reglabile de tensiune alternativă sau continuă), surse în comutație (pentru alimentarea sistemelor de calcul sau a controlerelor de proces) și din balasturi electronice. Datorită caracteristicilor neliniare ale acestor receptoare (care utilizează diode, tiristoare sau tranzistoare pentru conversiile tensiune alternativă - tensiune continuă, tensiune continuă - tensiune alternativă sau tensiune continuă - tensiune continuă), în sistemele de distribuție industriale apar armonici de curent și de tensiune.

Cuvinte cheie:

Sarcină, control, redresor, deformare, necomandat.

1. Introducere

Începând din anii 1960 - 1970, poluarea armonică a sistemelor de putere a crescut din cauza utilizării dispozitivelor electronice semiconductoare. Îmbunătățirile tehnologice au permis creșterea performanțelor și reducerea costurilor, astfel încât electronica de putere a pătruns rapid și pe scară largă, atât în sectoarele industriale, cât și în cele casnice sau terțiare. Principalele avantaje ale noilor tehnologii și echipamente sunt: reducerea costurilor de producție (prin creșterea randamentelor și reducerea costurilor de mentenanță), reducerea gabaritelor, îmbunătățirea posibilităților de control.

2. Aspecte negative ale utilizării redresoarelor necomandate

Folosirea pe scară tot mai mare a redresoarelor necomandate cu diode, are drept consecință negativă majoră creșterea "poluării armonice". În etapa actuală, utilizarea intensivă a electronicii de putere impune redefinirea modalităților de calcul pentru puterea și energia absorbită de consumatori, și în paralel cu aceasta, elaborarea de noi standarde referitoare la această problemă. Sistemul energetic poate funcționa adecvat în prezența unei 'cantități' limitate de armonici. Până nu de mult injectarea armonicilor în sistem putea fi considerată ne semnificativă. În prezent, însă, dependența din ce în ce mai mare a consumatorilor de echipamentele cu caracteristici neliniare face ca acest fenomen să nu mai poată fi neglijat.

Amplitudinea și ordinul componentelor armonice prezente în sistem, depind de o serie de factori: sursa de armonici, nivelul de putere al sistemului, funcționarea sistemului în regim normal sau de rezonanță. Chiar și armonicile produse de o singură instalație pot varia în funcție de regimul de lucru al acesteia.

Ordinul armonicilor de curent produse de convertoare depinde de numărul de pulsuri la care funcționează acestea. Utilizând analiza Fourier a formei de curent, s-a determinat că armonicile au componente de ordinul: $n=kp\pm 1$, unde k este un întreg, p - numărul de pulsuri al convertorului. Ca o consecință directă, un convertor cu 6 pulsuri produce armonici impare însă doar cele indivizibile cu trei.

3. Studiul Matlab – Simulink a unei sarcini deformante

Conform celor prezentate mai sus, redresoarele cu diode folosite în electronica de putere, în funcție de numărul de pulsuri, introduc o largă gamă de armonici în rețea.

Ne propunem să studiem în cele ce urmează, comportarea unui redresor necomandat monofazat în punte. Studiul se face pe un model Matlab Simulink. Se evidențiază 2 cazuri distincte, în funcție de tipul filtrului prevăzut la ieșirea redresorului:

- Redresor necomandat monofazat în punte cu filtru C.
- Redresor necomandat monofazat în punte cu filtru LC.

Modelul de studiu este cel prezentat în Fig.1:

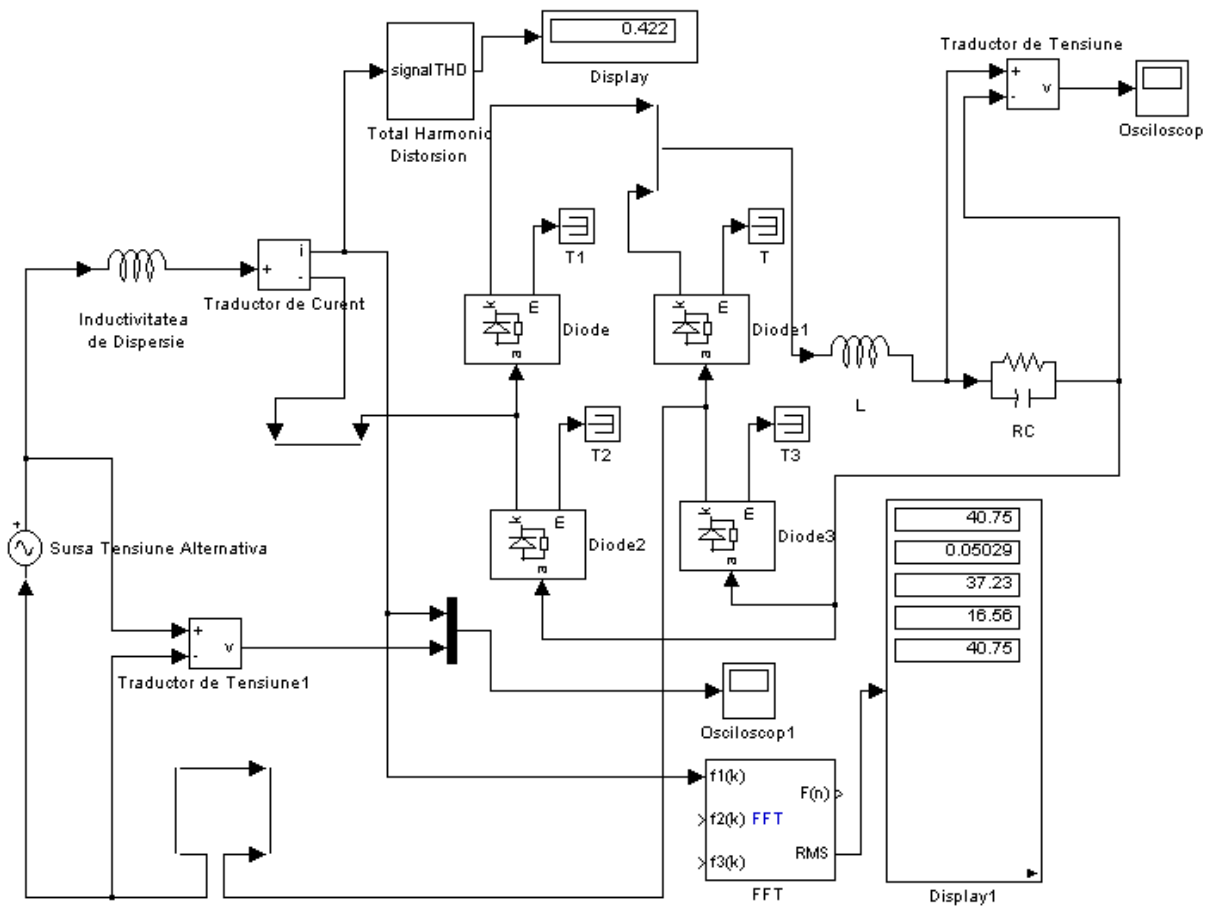


Fig.1. Modelul Matlab Simulink al redresorului necomandat

Figura 1. reprezintă implementarea redresorului necomandat monofazat în punte în mediul Matlab Simulink. Elementele componente ale schemei sunt:

- 4 diode de putere + snubbere (circuite de protecție proprii)
- sursa de tensiune alternativă
- inductivitatea de dispersie a rețelei
- traductor de curent
- traductor de tensiune
- blocul THD
- blocul FFT
- inductivitatea de filtrare L
- capacitatea de filtrare C
- rezistența de sarcină R
- osciloscop
- display

Parametrii schemei unui redresor monofazat prevăzut la ieșire cu filtru C respectiv LC sunt:

- tensiunea de vârf a sursei $\hat{U}_s(t) = \sqrt{2} \cdot U_s = 310V$
- inductivitatea de dispersie $L_\sigma = 0,1mH$
- capacitatea de filtrare $C = 6000\mu F$
- inductivitatea de filtrare $L = 20mH$
- rezistența de sarcină $R = 5\Omega$

Se simulează schema cu parametrii mai sus menționați. Aspectele cele mai importante ale simulării sunt:

- forma tensiunii și a curentului absorbit de la rețea
- valoarea THD
- spectrul de armonici
- forma tensiunii la ieșirea redresorului

În cele ce urmează se prezintă aspectele vizate comparativ, atât în cazul redresorului necomandat în punte prevăzut cu filtru C cât și în cazul celui prevăzut cu filtru LC.

Tensiunea și curentul absorbite de la rețea sunt prezentate în Fig.2:

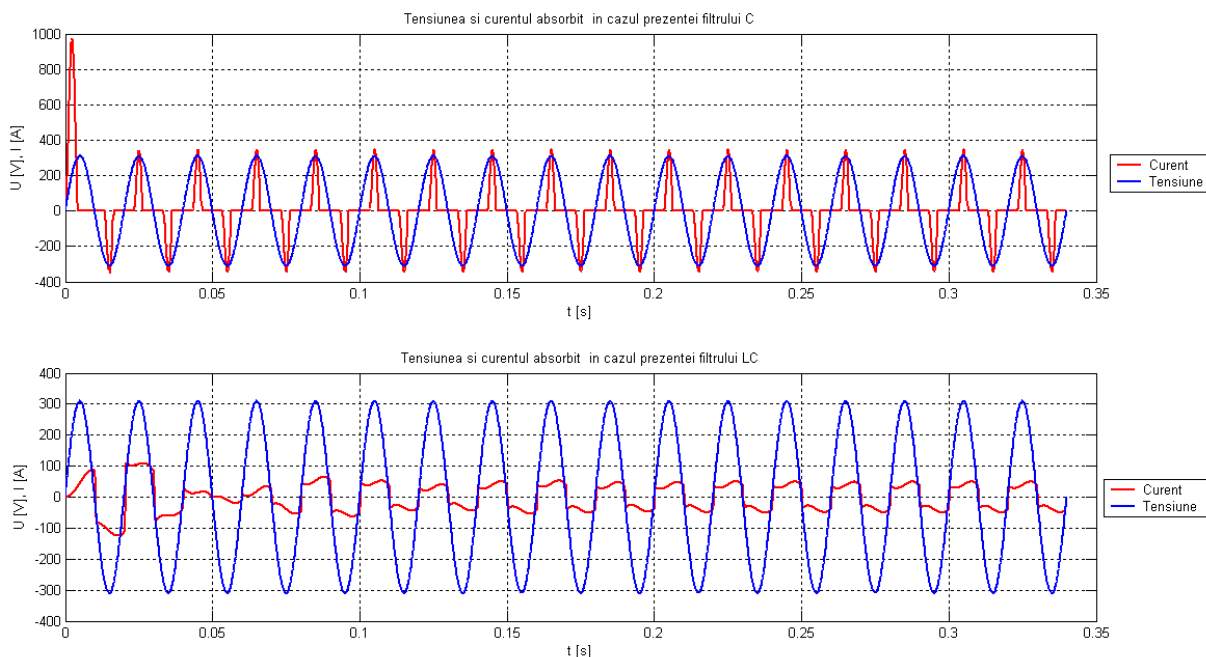


Fig.2. Forma tensiunii și curentului absorbit de la rețea

În cazul prezenței filtrului C, se observă un vârf de curent de valoare însemnată, ceea ce este defavorabil pentru rețea. Acesta se datorează faptului ca diodele conduc un interval redus în care capacitatea C trebuie să se încarce. Încărcarea acestui condensator presupune absorbția unui curent însemnat de la rețea.

Prezența filtrului LC reduce vârful de curent din cazul anterior, ceea ce înseamnă o diminuare a caracterului deformant al redresorului.

Valoarea THD-ului de 1,152, în cazul prezenței filtrului C, este mult prea mare față de limitele admise, ceea ce înseamnă că redresorul monofazat în punte este o sarcină puternic deformantă. Prezența filtrului LC reduce valoarea THD - ului la 0,422, mai scăzută, însă mult peste limita admisă.

Armonicile introduse în rețea de către redresor, în cele 2 cazuri, sunt prezentate în Fig.3 respectiv Fig.4:

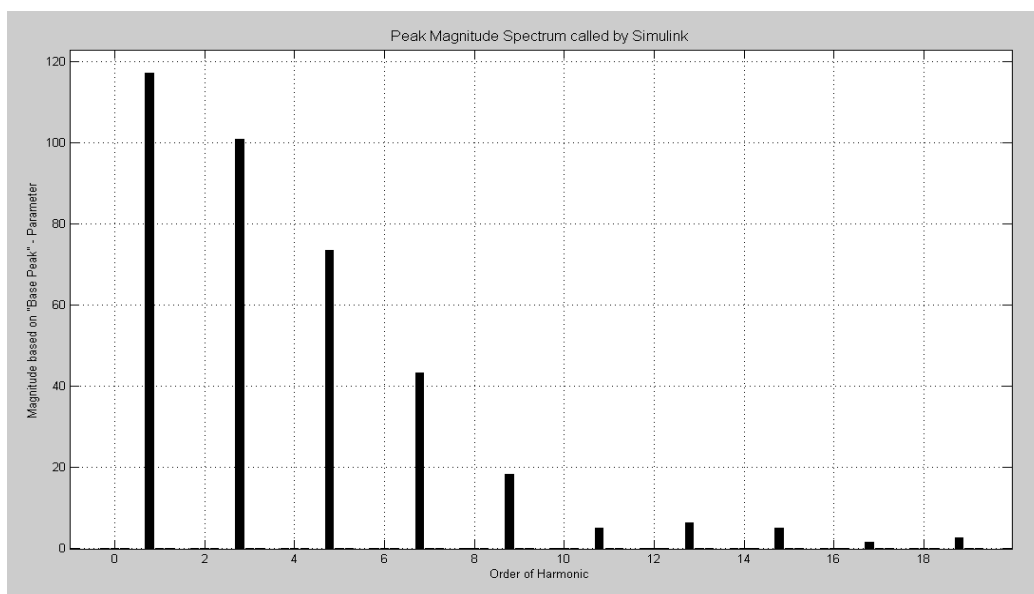


Fig.3. Spectrul de armonici al redresorului prevăzut cu filtru C

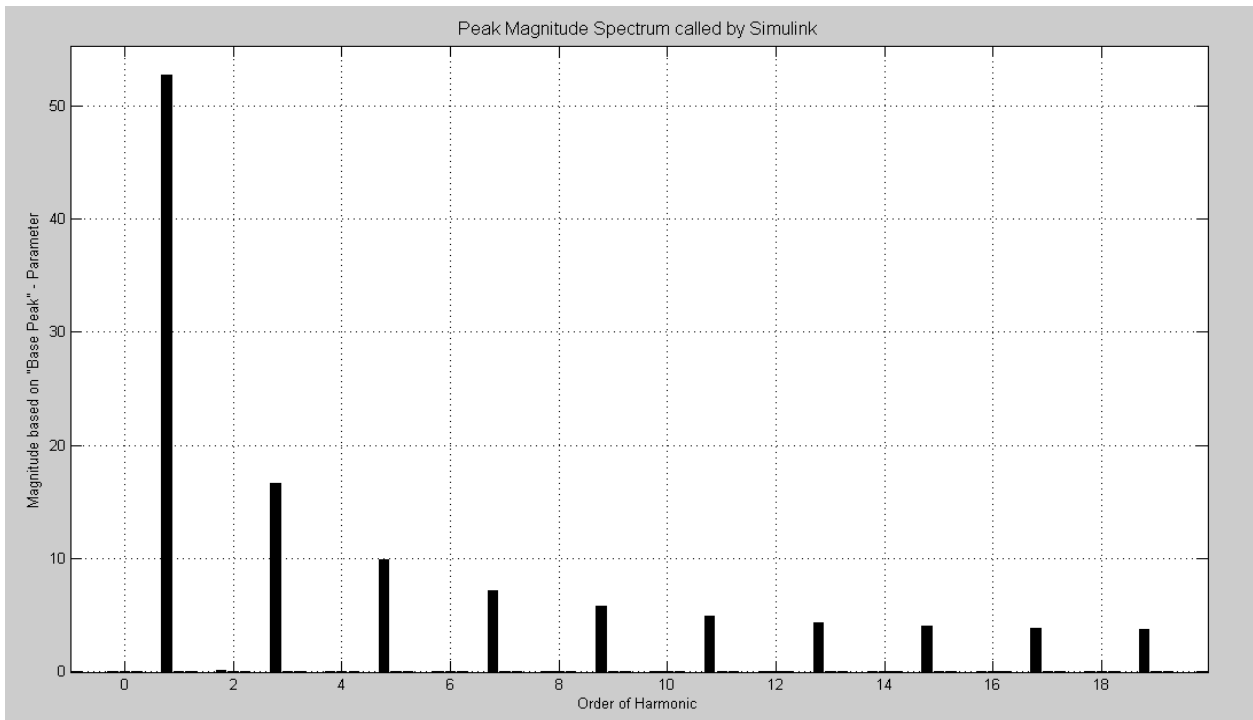


Fig.4. Spectrul de armonici al redresorului prevăzut cu filtru LC

Se observă o diminuare substanțială a amplitudinii armonicilor în cazul prezenței filtrului LC, în comparație cu situația în care redresorul are doar capacitate de filtrare.

Forma tensiunii la ieșirea redresorului este prezentată în Fig.5:

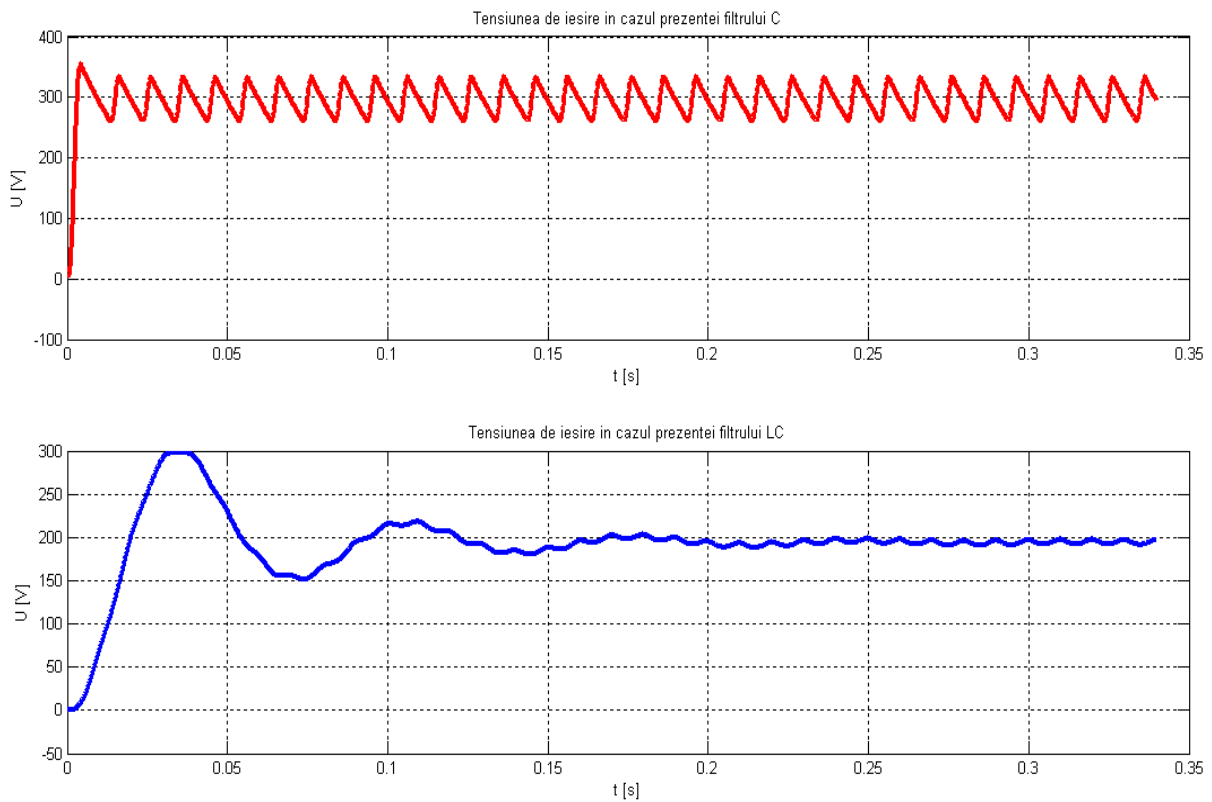


Fig.5. Forma tensiunii la ieșirea redresorului necomandat în punte pentru cele două cazuri, cu filtru C respectiv cu filtru LC

Prezența filtrului LC reduce semnificativ ondulațiile tensiunii de ieșire, ceea ce reprezintă un aspect important care scoate în evidență eficiența sporită a filtrului LC față de filtrul C.

Cu ajutorul transformatei Fourier, se pot analiza în detaliu caracteristicile armonicilor introduse în rețea. Principalii parametri sunt afișați de display-ul 1:

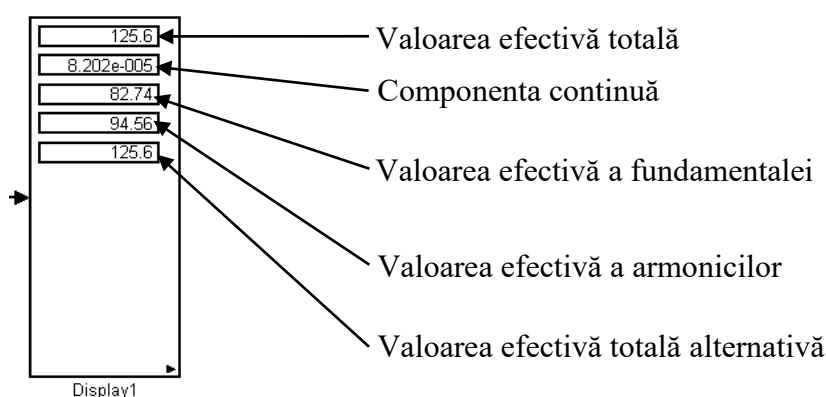


Fig.6. Rezultatele analizei Fourier pentru un redresor monofazat necomandat în punte prevăzut cu filtru C

Rezultatul analizei Fourier în cazul prezenței filtrului C a scos la iveală un aspect extrem de important: valoarea efectivă a armonicilor este superioară valorii efective a fundamentalei, ceea ce arată că redresorul monofazat necomandat cu filtru C este o sarcină cu un puternic caracter deformant.

În cazul prezenței filtrului LC, rezultatele analizei Fourier sunt următoarele:

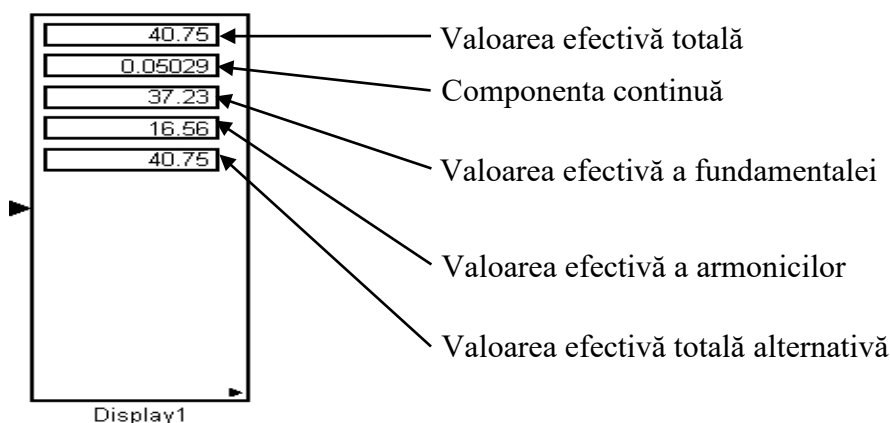


Fig.7. Rezultatele analizei Fourier

Filtrul LC reduce caracterul deformant al redresorului, însă nu suficient de mult. Avantajul acestui filtru este acela că ondulațiile sunt mai scăzute iar valoarea efectivă a armonicilor este inferioară valorii efective a fundamentalei. Prezintă totodată și 2 dezavantaje, acelea că bobina L este de construcție specială, nu de serie, respectiv faptul că se obține o creștere a constantei de timp a sarcinii. Se impune astfel adoptarea unui alt mijloc de a reduce armonicile injectate în rețea. Soluția o reprezintă filtrul activ.

4. Concluzii

Odată cu utilizarea convertoarelor statice de putere, acestea introduc pe lângă avantaje și o serie de dezavantaje legate de forma curentului și a tensiunii alternative a rețelei de alimentare, ceea ce echivalează cu prezența, armonicilor de ordin superior în rețelele electrice.

Redresoarele, pe lângă faptul că introduc regimul deformant, duc și la scăderea factorului de putere, unghiul de defazaj dintre armonica fundamentală a curentului și tensiune pe partea de curent alternativ fiind egal cu unghiul de comandă al redresorului.

În urma simulărilor efectuate este indicată evitarea utilizării redresoarelor semicomandate și a redresoarelor cu număr redus de pulsuri, deoarece acestea duc pe lângă apariția regimului deformant și la scăderea factorului de putere. Pentru creșterea acestuia din urmă se pot utiliza redresoare în punte trifazată cu diodă de nul, deoarece factorul de putere crește, datorită reducerii unghiului de defazaj dintre tensiune și curent pe partea de curent alternativ.

Regimul deformant scade odată cu creșterea numărului de pulsuri al redresorului, reducându-se numărul de armonice superioare și amplitudinile acestora.

Este indicată utilizarea redresoarelor cu modulație în lățime, pentru simplul fapt că acestea realizează reducerea conținutului de armonice superioare ale curentului de fază absorbit, având avantajul de a fi comandate, astfel încât curentul pe fază să aibă pe fiecare alternanță, un număr mare de pulsuri ce pot fi modificate prin comandă.

Bibliografie

13. Andrei H., Cepișcă C., Șerișan G., Dogaru-Ulieru V., *Regimuri periodice nesinusoidale în echipamentele electrice*. Editura Electra , București 2004.
14. Golovanov, C. Albu Coordonatori, M., *Probleme moderne de măsurare în electroenergetică*, Editura Tehnică, București,2001.
15. Marcu M.D., Borca D., *Convertoare statice în acționări electrice*, Editura Topoexim, București, 1999.
16. Marcu M. D., Popescu F.G., *Convertoare statice - lucrări de laborator*, Editura Universitas, Petroșani, 2010.
17. Rață G., *Regimul deformant la consumatorii industriali*, Editura MATRIX ROM București, 2009.
18. Uțu I., Marcu M., *Tehnici de măsurare. Teorie și aplicații*, Editura Universitas, Petrosani, 2004.
19. *** PE 143/94. Normativ privind limitarea regimului nesimetric și deformant.
20. *** Software Matlab 6.5.
21. *** Simulink. User's manual.

FUNȚIONAREA TRANSFORMATOARELOR DE PUTERE TRIFAZATE

Autori: Anca Alexandra TĂZLĂUANU¹

anca_alexandra09@yahoo.com

Coordonatori: Conf.univ.dr.ing. Marius MARCU², Asist.univ.dr.ing. Teodora LAZĂR³

¹Universitatea din Petroșani, Facultatea IME, specializarea Electromecanică, Anul III

²Universitatea din Petroșani, Facultatea IME, Departamentul ACIEE

Rezumat

Prezenta lucrare tratează studiul experimental al funcționării transformatoarelor de putere. În această lucrare nu s-au urmărit încercările obișnuite de mers în gol, scurtcircuit s-au alte încercări uzuale care se realizează în cadrul orelor de laborator. Scopul a fost acela de a evidenția anumite fenomene particulare care se întâlnesc în exploatarea transformatoarelor de putere.

Cuvinte cheie:

Transformator, regim, putere, curent, tensiune.

2. Introducere

Întrucât rolul transformatoarelor de putere în sistemul electroenergetic național este deosebit de important, considerăm că abordarea prezentei teme este și va rămâne de actualitate și pe mai departe.

Odată cu implementarea unor soluții noi de integrare în sistem a unor surse regenerabile de energie, regimurile speciale de funcționare a transformatoarelor (tranzitorii, dezechilibrate) trebuie cunoscute cât mai aprofundat, aceste regimuri având influență asupra tuturor componentelor sistemului.

Transformatoarele de putere pot fi ele înșiși surse de regimuri tranzitorii în anumite condiții, dar în același timp pot fi componente care sunt afectate de aceste regimuri.

Deși din punct de vedere teoretic sunt cunoscute fenomenele tranzitorii sau comportamentul în regimuri dezechilibrate a transformatoarelor de putere, punerea în evidență și înregistrarea modului de variație a curenților sau tensiunilor necesită pe lângă aparatură adecvată și o bună abilitate în exploatarea acestor echipamente.

2. Funcționarea în sarcină a transformatorului

La funcționarea în sarcină, primarul transformatorului absoarbe energie electrică din rețea și o cedează consumatorilor legați în secundar, după ce o parte din această energie acoperă pierderile din transformator.

Schema electrică simplificată (valabilă atunci când puterea transmisă prin secundare este mai mare de 30% din cea nominală) pentru studiul regimului de funcționare în sarcină a transformatorului monofazat neglijează parametrii circuitului magnetizant, curentul de mers în gol fiind nesemnificativ comparativ cu cel nominal. Aceeași schemă este valabilă și pentru un transformator trifazat funcționând în sarcină simetrică, când analiza comportării se face având în vedere o singură fază, ca și cum transformatorul ar fi monofazat.

În cazul transformatorului trifazat, dacă acesta funcționează la sarcini dezechilibrate pe cele trei faze, pot rezulta tensiuni secundare nesimetrice, ceea ce are efecte negative asupra consumatorilor. Funcționarea la sarcini dezechilibrate poate să fie în regim normal de exploatare sau în regim de avarie (scurtcircuit monofazat sau bifazat).

Un regim de funcționare se consideră nesimetric dacă raportul dintre componenta inversă și cea directă a curentului este mai mare de 5%.

Modul în care se comportă transformatorul la sarcini dezechilibrate depinde de conexiunile transformatorului și de tipul circuitului magnetic al acestuia, în continuare fiind analizate câteva posibilități mai întâlnite în practică.

2.1. Conexiunea $Y_n y_n$

Se consideră un transformator trifazat având conectată în secundar o sarcină monofazată (Fig.1). Curentul absorbit de sarcină (I_s) se închide prin aceasta și prin faza corespunzătoare din secundar. Solenației fazei secundare i se opune solenația fazei primare corespunzătoare, curentul din aceasta din urmă ($I_1 = -I_s$) închizându-se prin fază și firul de nul. Întrucât căderile de tensiune datorate curenților sunt neglijabile, tensiunile secundare rămân echilibrate. Aceste tipuri de transformatoare pot funcționa cu o nesimetrie de 100%.

2.2. Conexiunea $D_y n$

În cazul acesta (Fig.2), la o sarcină pe una din fazele secundare, curentul din aceasta determină un curent proporțional în faza primară corespunzătoare ($I_1 = -I_s$), curent care se închide doar prin această fază și una din celălalte două linii. Se observă că modul de comportare al transformatorului este la fel ca în cazul precedent, admițându-se o nesimetrie de 100%.

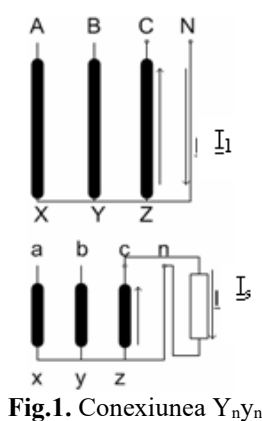


Fig.1. Conexiunea Y_nY_n

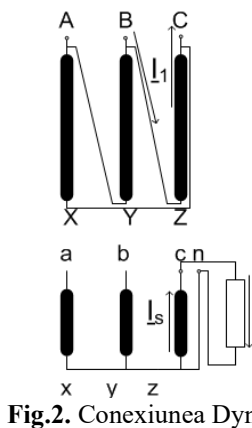


Fig.2. Conexiunea Dyn

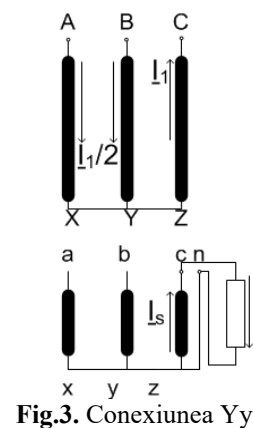


Fig.3. Conexiunea Yyn

2.3. Conexiunea Y_n

Pentru acest tip de conexiune (Fig.3), curentul din faza primară corespunzător curentului din faza secundară care alimentează sarcina, se închide și prin celălalte două faze. În timp ce pe coloana pe care se găsește faza care alimentează sarcina solenațiile se compensează reciproc, pe celălalte două faze solenațiile primare nu mai sunt compensate. Comparativ cu prima coloană, pe celălalte două coloane, fluxurile magnetice sunt mult mai mari deci și tensiunile electromotoare induse mult mai mari, în consecință tensiunile secundare de fază vor fi nesimetrice. Această nesimetrie depinde și de tipul circuitului magnetic.

2.4. Conexiunea Y_{zn}

În înfășurarea secundară vom avea curenți de succesiune directă, inversă și homopolară. În înfășurarea primară nu putem avea decât componentele directe și inverse. Solenațiile din primar și secundar produse de componentele directe și inverse se anulează reciproc.

În secundar, pe fiecare coloană avem câte două semibobine (chiar dacă aparțin la faze diferite ele sunt străbătute de același curent homopolar) străbătute una în sens invers față de cealaltă. Ca urmare a acestui fapt solenațiile semibobinelor se anulează reciproc. Deoarece nu există fluxuri homopolare, tensiunile de fază rămân nemodificate, acest tip de transformatoare pot fi încărcate pe conductorul de nul cu un curent egal cu cel nominal.

2.5. Conexiunea Yy

Deoarece o sarcină monofazată poate fi legată doar între două faze, nu există componente homopolare, solenațiile de pe fazele secundare sunt compensate de solenațiile de pe fazele corespunzătoare primare. Tensiunile secundare nu se modifică, iar transformatorul poate fi încărcat monofazat la curent nominal. În mod asemănător se comportă și conexiunile Yd , Dy , etc.

Ca o concluzie generală se poate preciza faptul că se comportă bine la sarcini dezechilibrate transformatoarele la care solenațiile secundare și primare se compensează separat pe fiecare coloană. Astfel, indiferent de tipul circuitului magnetic, pentru sarcini dezechilibrate se recomandă conexiunile: Y_nY_n , Dyn , Y_{zn} . Dacă circuitul magnetic este cu fluxuri forțate (trei coloane coplanare) conexiunea poate fi și Y_n , dar curentul pe nul trebuie limitat.

3. Regimuri tranzitorii

3.1. Conectarea în gol a transformatorului la rețea

Se va considera un transformator monofazat care se conectează în gol, la o rețea de tensiune $u_1(t) = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha_c)$, unde unghiul α_c reprezintă faza tensiunii rețelei în momentul conectării (momentul $t = 0$) transformatorului la rețea.

În Fig.4 și Fig.5 este prezentată forma curentului total și respectiv a componentei tranzitorii a acestuia, în funcție de timp.

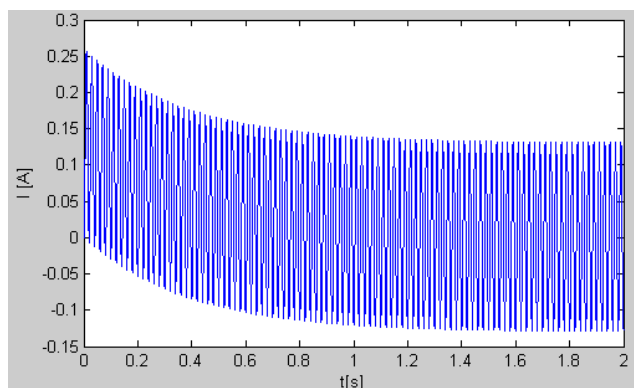


Fig.4. Forma curentului total

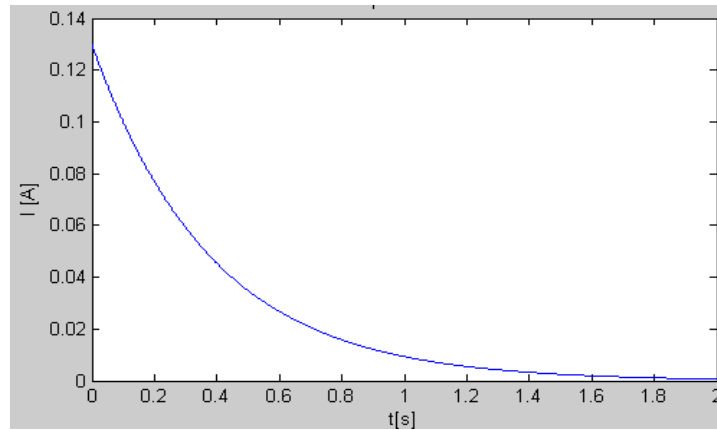


Fig.5. Componenta tranzitorii a curentului

Am obținut prin simulări bazate pe metoda elementului finit variația în timp a curentului printr-un transformator de mică putere, la conectarea în gol la rețea, pentru diferite valori ale fazei tensiunii de alimenare în momentul cuplării, Fig.6.

În Fig.7 este prezentată situația cea mai defavorabilă (tensiune zero în momentul cuplării), putându-se observa timpul de amortizare a componentei tranzitorii.

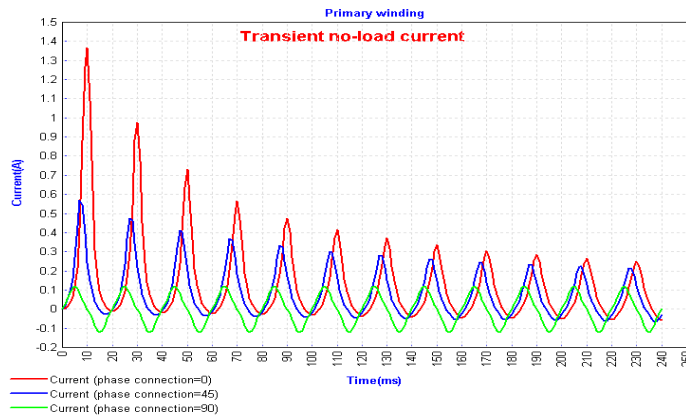


Fig.6. Variația în timp a curentului printr-un transformator de mică putere

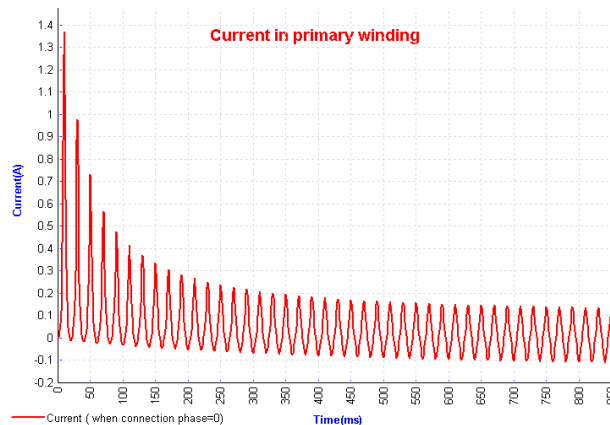


Fig.7. Tensiune zero în momentul cuplării

3.2. Scurtcircuitul de exploatare

Pentru studiul regimului de scurtcircuit de avarie se va utiliza schema electrică simplificată a transformatorului. Reactanța de scurtcircuit (inductanța) este constantă întrucât fluxul magnetic de scăpări se închide prin aer, circuitul magnetic fiind nesaturat. Dacă faza inițială a tensiunii în momentul producerii scurtcircuitului se notează cu α_{sc} , ecuația care descrie matematic regimul este:

$$R_{sc} i_{sc} + L_{sc} \frac{di_{sc}}{dt} = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \alpha_{sc}) \quad (1)$$

Curentul de scurtcircuit, soluție a ecuației precedente are două componente: una periodică ce reprezintă curentul staționar de scurtcircuit și una aperiodică:

$$i_{1sc}(t) = \sqrt{2}I_{1sc} \sin(\omega t + \alpha_{sc} - \varphi_{sc}) + (i_1(0) - \sqrt{2}I_{1sc} \sin(\alpha_{sc} - \varphi_{sc})) \exp\left(-\frac{R_{sc}}{L_{sc}} t\right) \quad (2)$$

cu:

$$I_{1sc} = \frac{U_1}{Z_{sc}} \quad (3)$$

Curentul $i_1(0)$ reprezintă curentul inițial în momentul producerii scurtcircuitului.

Vârful maxim al curentului de scurtcircuit, numit și curent de șoc la scurtcircuit, depinde de momentul producerii scurtcircuitului.

Astfel cazul cel mai defavorabil este atunci când scurtcircuitul se produce astfel încât $\alpha_{sc} - \varphi_{sc} = 3\pi/2$, deoarece componenta aperiodică este maximă,

$$i_{scap\ max} = (i_1(0) + \sqrt{2}I_{1sc}) \exp\left(-\frac{R_{sc}}{L_{sc}} t\right) \quad (4)$$

Curentul de șoc devine maxim când $\omega t = \pi$ și este,

$$I_{1sc\ max} = \sqrt{2}I_{1sc} + (i_1(0) + \sqrt{2}I_{1sc}) \exp\left(-\frac{R_{sc}}{L_{sc}} \frac{\pi}{\omega}\right) \quad (5)$$

Se observă că în cazul transformatoarelor mici, pentru care raportul R_{sc}/L_{sc} este mai mare, amortizarea componentei aperiodice se realizează mai repede (1...2 perioade) decât în cazul transformatoarelor de mare putere (până la 8...9 perioade).

Variația în timp a curentului de scurtcircuit brusc pentru un transformator de mică putere arată ca în Fig.8, unde cu albastru este prezentat curentul total, iar cu verde componenta tranzitorie.

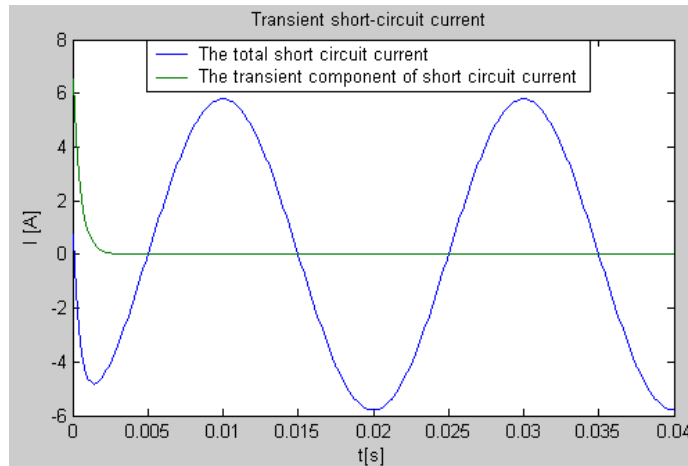


Fig.8. Variația în timp a curentului de scurtcircuit brusc

Raportul dintre curentul de șoc și valoarea maximă a curentului de scurtcircuit staționar, neglijând curentul inițial față de cel de scurtcircuit staționar, este:

$$K_{sc} = \frac{I_{1sc\ max}}{\sqrt{2}I_{1sc}} \cong 1 + \exp\left(-\frac{R_{sc}}{L_{sc}} \frac{\pi}{\omega}\right) \quad (6)$$

Acest factor depinde de raportul dintre rezistența și reactanța de scurtcircuit și atunci când acest raport tinde spre zero (transformatoare foarte mari), factorul tinde spre doi. Când raportul tinde spre infinit, factorul tinde spre unu. În mod obișnuit acest factor are valoarea cuprinsă între 1,2...1,85.

Dacă scurtcircuitul se produce astfel încât $\alpha_{sc} - \varphi_{sc} = 0$, componenta aperiodică este nulă și se stabilește direct curentul de scurtcircuit staționar.

4. Încălzirea și răcirea transformatoarelor

Pierderile din înfășurări, din circuitul magnetic precum și pierderile prin curenți turbionari din părțile feromagnetice masive (cuva, plăci de presare, buloane, bandaje etc.) produc încălzirea transformatorului.

Dacă temperatura înfășurărilor depășește o anumită valoare, corespunzătoare clasei de izolație a materialelor utilizate, durata de funcționare a transformatorului se reduce considerabil.

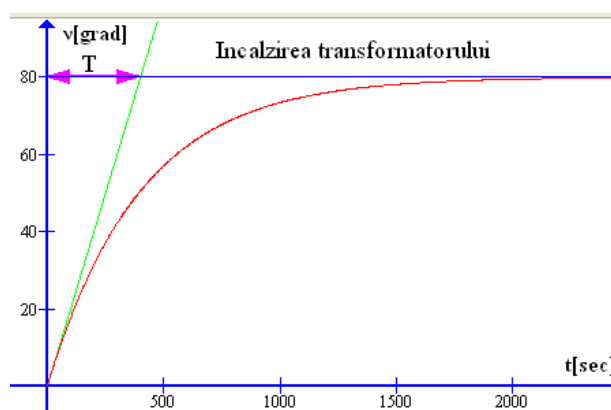
Regimul tranzitoriu termic, de încălzire sau de răcire, caracterizat de variația în timp $v = f(t)$ a încălzirii, definite ca supratemperatură, față de temperatura mediului ambiant, se studiază cu ajutorul ecuației diferențiale a echilibrului termic.

În ipoteza că transformatorul este un corp omogen, această ecuație arată că într-un timp elementar dt , cantitatea de căldură ce se degajă pdt , este egală cu căldură înmagazinată în transformator, Cdv la care se adaugă căldură cedată în mediul exterior $A v dt$, adică:

$$pdt = Cdv + Avdt \quad (7)$$

în care p reprezintă pierderile totale din transformator, W ; C - capacitatea termică, J/grad , $C = Gc$, G masa totală, kg , c - căldura specifică, $J/kg \text{ grad}$; dv - încălzirea elementară, grad ; A - căldura cedată mediului ambiant în unitatea de timp, la o diferență de 1 grad între transformator și mediu; v - încălzire transformatorului, grad .

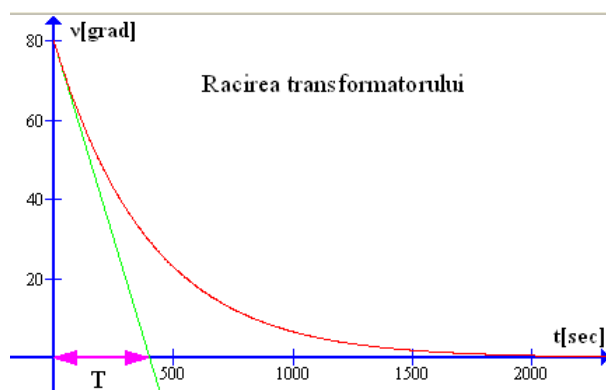
Modul cum se produce încălzirea și răcirea unui transformator este prezentat în Fig.9 și Fig.10.



Încălzirea înfășurării este determinată de densitatea de suprafață a pierderilor în bobine, care se calculează separate pentru înfășurarea de joasă și separat pentru cea de înaltă tensiune.

Răcirea transformatorului în ulei este asigurată prin circulația uleiului.

Transformatoarele cu răcire naturală au următoarele tipuri constructive de cuve: cu pereți netezi cuva cu țevi de diametru $40 \dots 50$ mm și perete de $2 \dots 3$ mm, așezate într-un rând sau $2 \dots 5$ rânduri, la o distanță de 75 mm, cuva cu radiatoare.



La transformatoarele cu puteri peste 10 MVA radiatoarele sunt suflate cu aer de ventilatoare care intră automat în funcțiune când temperatura depășește o valoare impusă, corespunzătoare unei sarcini de 70% .

Transformatoarele cu puteri foarte mari au circulație forțată a uleiului, asigurată de pompe care absorb uleiul de la partea superioară, unde este mai cald, îl trec prin schimbatoare exterioare de căldură, cu aer sau apă și apoi îl refulează la partea inferioară a cuvei.

Dispozitivele care asigură răcirea forțată sunt supravegheate în permanență, iar în cazul ieșirii lor din funcțiune transformatorul este deconectat automat.

5. Concluzii

Din cele prezentate se desprinde concluzia că în cazul unui scurtcircuit de avarie, curentul de șoc poate avea o valoare maximă de până la de două ori valoarea maximă a curentului de scurtcircuit staționar. Acest curent este periculos pentru transformator mai ales datorită efectului mecanic al forțelor electrodinamice asupra înfășurărilor.

Totuși, trebuie să precizăm că anumite rezultate obținute sunt influențate de faptul că raportul dintre parametrii transformatorului studiat diferă de cei ai transformatoarelor de mare și foarte mare putere, astfel că regimurile tranzitorii au constante de timp mai mici decât cele care pot fi întâlnite la aceste din urmă.

Ca principale contribuții se poate remarca modul de realizare/înregistrare a măsurărilor, alegerea și setarea aparatelor corespunzătoare, evidențierea rezultatelor și prezentarea concluziilor privitoare la acestea.

Bibliografie

22. Boldea I., *Transformatoare și mașini electrice*, Ed. Politehnică Timișoara, 2006.
23. Câmpeanu A., Vlad I., *Mașini electrice. Teorie, încercări și simulări*, Craiova, Editura Universitaria Craiova, 2008.
24. Ghiță A., *Mașini electrice*, Ed. Matrix Rom, București, 2005.
25. Popescu F.G., Marcu M.D., *Metode moderne de analiză și reducere a armonicilor de curent și tensiune*, Editura Universitas, Petroșani, 2016.
26. Popescu F.G., Slusariuc R., Uțu I., *Mașini și acționări electrice-lucrări de laborator*, Editura Universitas, Petroșani, 2017.
27. Handra A.D., Popescu F.G., Păsculescu D., *Utilizarea energiei electrice - lucrări de laborator*, Editura Universitas, Petroșani, 2020.
28. Piroi I., *Mașini electrice*, Ed. D. P., București, 2004.
29. *** PE116, Normativ de încercări.
30. *** Software Matlab 6.5.
31. *** Simulink. User's manual.

ASUPRA MODULUI ÎN CARE VOM GESTIONA ENERGIA ELECTRICA PE VIITOR

Student: Anca Alexandra TĂZLĂUANU¹

anca_alexandra09@yahoo.com

Coordonator: Conf.univ.dr.ing. Maria STOCHITOIU

¹ Universitatea din Petroșani, Facultatea de Inginerie Mecanică și Electrică, Electromecanică

Rezumat

Prezentul progres tehnologic nu ar fi avut loc fără bateriile reîncărcabile. În prezent, tehnologia cea mai utilizată este cea a bateriilor reîncărcabile de tip Litiu-Ion. O componentă mai nouă de aplicații bazate pe baterii o reprezintă soluțiile critice de stocare de energie (autovehiculele electrice, sistemele de stocare de energie de rezervă pentru centre de date, etc). În lucrare scot în evidență rolul pe care îl au sistemele de management a bateriilor (BMS) din aplicațiile de stocare de energie care implementează mecanisme de echilibrare a bateriilor deși în practică se constată o degradare prematură a bateriilor componente.

Cuvinte cheie

Sistem de management al bateriilor, grad de încărcare/descărcare, grad de sanătate

1. Introducere

Tranziția de la motoarele cu combustie la vehiculele electrice este doar o problemă de timp ce determină cererea pentru baterii compacte Li-ion reîncărcabile cu densitate de energie ridicată la fel ca sistemele mari de baterii pentru stocarea energiei solare și eoliene. Bateriile Li-Ion (LIB) s-au dezvoltat datorită importanței dobândite în sectorul automobile prin reducerea amprentei de carbon în funcționarea vehiculelor electrice.

Bateriile reîncărcabile sunt sisteme electrochimice complexe, fiind elemente de bază pentru progresul tehnologic actual. Sony a prezentat prima baterie reîncărcabilă Li-Ion în 1991, iar de atunci piața acestor baterii a cunoscut o dezvoltare extraordinară (figura 1).

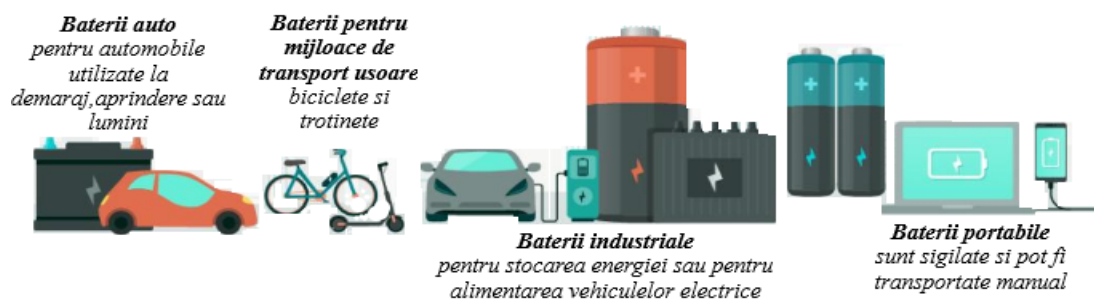


Fig.1 Tipuri de baterii disponibile (Sursa: Parlamentul European, 2021)

Se discută foarte mult despre tehnologia din spatele bateriilor. Premiul Nobel pentru chimie în anul 2019 a fost decernat pentru cercetări în domeniul depozitării energiei, al bateriilor. Echipamentele mobile de depozitare a energiei au oferit noi oportunități de la telefoane mobile la vehicule electrice și chiar echipamente medicale. Previzuniile arată că piața bateriilor reîncărcabile Li-Ion va ajunge la 60 miliarde euro până în anul 2024.

Bateriile de tipul Li-Ion sunt cele mai folosite în cadrul vehiculelor electrice datorită densității mari de energie, al chimiei relativ stabile și al costului redus. În plus, aceste baterii tind să-și păstreze mai ușor echilibrarea din fabrică, o baterie formată din celule cu astfel de chimie necesitând mai puțină întreținere

Caracteristici:

- Energie specifică: 100-265Wh/kg;
- Densitate de energie: 250-680Wh/L;
- Durata de viață: 1000 cicluri;
- Tensiune nominală: 3.6-3.85V;
- Tensiune maximă: 4.1-4.4V.

Bateriile reîncărcabile bazate pe litiu sunt cele mai utilizate, în detrimentul unor tehnologii mai vechi (T.Bunsen,s.a (2018). Un dezavantaj al bateriilor Li-Ion este că durata rămasă de utilizare (RUL) sau mărimea echivalentă - starea de degradare (State-of-Health – SOH) este direct dependentă de temperatură, de mărimea curentului de încărcare/descărcare, precum și de gradul de încărcare/descărcare (State-of-charge – SOC). De aceea, orice baterie Li-Ion dintr-un dispozitiv de larg consum conține în interior un circuit de protecție.

Aplicațiile industriale ca sisteme de stocare de energie de rezervă (UPS) pentru centre de date, sau sistemele de stocare conectate la rețeaua de distribuție de energie electrică, precum autovehiculele electrice sunt doar câteva exemple de aplicații ce utilizează tot mai mult baterii Li-Ion. Aceste aplicații necesită sisteme de management a bateriilor (BMS) cu cerințe mari de scalabilitate și fiabilitate. Totuși, gestionarea eficientă a grupurilor reconfigurabile de acumulatori utilizate în aplicațiile amintite rămâne o problemă nerezolvată. (Andrey W.2020).

2. Definierea si functiile unui Sistem de management al bateriilor

BMS (din engleza Battery Management System) este o tehnologie special creata pentru supravegherea sistemului de celule ce formeaza o baterie (acumulator), definit ca ansamblul format din celule de baterii, legate din punct de vedere electric pe rânduri si coloane, configurație care da posibilitatea furnizării unei game de tensiuni și de curenți.

Funcțiile unu BMS includ:

- monitorizarea bateriei;
- protecția bateriei;
- estimarea stării de funcționare a bateriei;
- optimizarea continua a performantelor bateriei;
- raportarea stărilor de funcționare la echipamente externe;

Prin baterie, ca termen, ne referim la întregul pachet de celule; totuși, funcțiile de monitorizare si control sunt special aplicate la celule individuale, ori grupuri de celule, numite module in întregul ansamblu de baterii.

Celulele reincarnabile de tip Li-Ion au cea mai mare densitate de energie si reprezintă alegerea standard pentru acumulatori, pentru mulți consumatori, începând cu laptopuri si pana la vehicule electrice. In timp ce au performante ridicate, daca sunt utilizate într-o zona îngusta de operare in afara celei de siguranta (SOA- Safe Operating Area) acestea devin neoperabile cu rezultate de la compromiterea performantelor bateriei pana la consecințe periculoase.

Sistemul de management al bateriilor nu are criteriile unice stabilite care trebuie aplicate. Proiectarea tehnologiei si caracteristicile implementate sunt:

- costurile, complexitatea si mărimea pachetului de baterii;
- moduri de siguranța, durata de viața si garanția acesteia;
- certificatul de garanție si de funcționalitate de la diferite structuri guvernamentale, daca măsurile de siguranța sunt inadecvate în locul în care bateria funcționează.

3. Managementul protecției bateriilor

Sistemul de management a bateriilor cuprinde o mulțime de caracteristici, dar doua dintre ele sunt importante si anume managementul protecției bateriilor si managementul capacității acestora.

Managementul protecției bateriilor are doua elemente cheie si anume:

- protecția electrica - in care bateria nu va fi distrusa, chiar daca funcționează în afara SOA.
- protecția termica – care necesita controlul si monitorizarea activa/pasiva a temperaturii pentru menținerea funcționării bateriei in SOA.

3.1 Protecția electrica: Curentul

Monitorizarea curentului, a tensiunilor celulelor si modulelor de baterii, reprezintă mărimile pentru protecția electrica. Pentru orice baterie sau celula, aria electrica de siguranța in operare este determinata de curent si de tensiune.

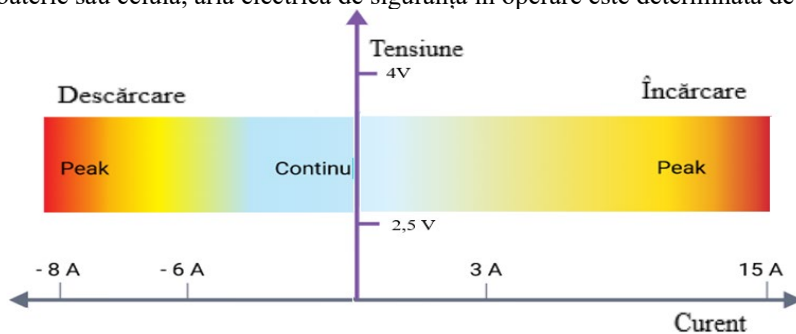


Fig.2 Aria de siguranță in funcționare pentru o baterie Li-Ion

Celulele de Li-Ion au limite diferite de curent pentru încărcare, decât pentru descărcare si ambele moduri pentru a atinge vârfuri mai ridicate de curent, dar pe perioade scurte de timp. Producătorii de baterii specifica in mod curent limitele conexiunii de încărcare si descărcare. BMS furnizează protecția maxima de curent ce se aplica la curentul continuu. Totuși, acesta poate fi prefața pentru o schimbare brusca a stării de încărcare. De exemplu, la accelerarea puternica a autovehiculului. BMS poate conține monitorizarea amplitudinii curentului prin integrarea curentului, iar după sa decidă fie reducerea curentului disponibil, ori sa întrerupă curentul pe acumulator deodată.

3.2 Protecția electrica: Tensiunea

O baterie de Li-ion, trebuie sa funcționeze intr-o anumita sfera a tensiunii. Aceste limite ale SOA de tensiune sunt determinate si de chimia intrinseca si de temperatura bateriei la un moment dat. Mai mult, fiecare acumulator suporta o cantitate semnificativa a curentului circulant, descărcând datorita cererii sarcinii si încercând de la o varietate de surse de energie, limitele SOA pentru tensiune sunt considerate in continuare pentru optimizarea duratei de viața a bateriei.

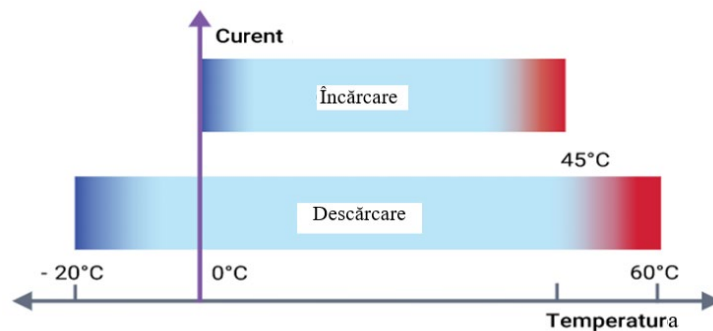


Fig.3 Plaja de funcționare sigură de tensiune

BMS trebuie să cunoască care sunt aceste limite și să ia decizii asemănătoare cu aceste valori. De exemplu, când atingem limitele superioare de tensiune, BMS poate cere o reducere graduală a curentului de încărcare sau poate cere ca curentul de încărcare să fie întrerupt odată cu atingerea limitei tensiunii.

Pe de altă parte, când este atinsă limita minimă de tensiune, BMS va da soluția pentru ca sarcinile să reducă cererea de curent. În cazul unui vehicul electric, acesta este îndeplinită reducând cuplul permis motorului de tracțiune. BMS trebuie să ia în considerare mai mult siguranța șoferului, decât protecția acumulatorului.

3.3 Protecția termală: Temperatura

La valorile de față, bateriile Li-ion au o gamă largă de temperaturi de funcționare, dar cu toate acestea capacitatea bateriei se diminuează la o temperaturi joase deoarece capacitatea reacțiilor chimice scade remarcabil. În comparație cu bateriile NiMh cu acid, bateriile Li-ion funcționează mult mai bine la temperaturile joase. Totuși, protecția termală este importantă când încărcarea are loc sub 0°C.

Fenomenul de placare cu litiu, poate apărea la anod în timpul încărcării sub temperatura de înghețare. Rezultatul este o scădere a performanței bateriei. În cazuri extreme acest lucru poate duce chiar la scurtcircuit. În plus, Litiul metallic este foarte inflamabil. Celulele de baterii sunt mai vulnerabile la defecte, dacă sunt supuse vibrațiilor ori în alte condiții de stres. BMS poate ține sub control temperatura (bateriei / acumulatorului) prin încălzire și răcire.

Protecția termală depinde în totalitate de mărimea și costul acumulatorului și de scopul performanțelor, de criteriile impuse de BMS și de amplasare geografică a acestora (Australia VS Alaska).

În general, este mai eficient să absoarbă de la o sursă de putere externă de curent alternativ menită să acționeze încălzitorul când este necesar. Dacă încălzitorul electric are un curent absorbit slab, atunci energia de la acumulatorul primar poate fi folosită pentru încălzirea proprie.

Dacă este implementat un sistem termal hidraulic în locul unui încălzitor electric, se obișnuiește să încălzească lichidul de răcire, care este pompat și distribuit prin ansamblul acumulatorului. BMS are pârghia de a redirecționa căldura în ansamblul de baterii. Răcirea este vitală pentru a minimaliza pierderile sau reducerea performanțelor într-o baterie de Li-ion. De exemplu, presupunem că o baterie operează optim la 20 °C, dacă temperatura acumulatorului crește la 30°C, eficacitatea sa poate să scadă cu mai mult de 20%. (F.Vellucci, s.a. 2014)

Dacă acumulatorul este în continuare încălzit și descărcat la 45°C, eficacitatea poate scădea până la 50%. Durata de viață a bateriei poate fi afectată îmbătrânirea prematură și degradarea ei, dacă este expusă continuu la căldura excesivă, mai ales în timpul ciclului de încărcare/descărcare.

Răcirea se realizează prin două procedee: pasiv sau activ.

Răcirea pasivă constă în mișcarea fluxului de aer prin baterie. În cazul unui vehicul electric, acesta constă în coborârea unei pante. Totuși, poate fi mult mai complicat de cât pare, deoarece senzorii care măsoară viteza fluxului de aer, pot fi interactiv cu autodeschiderea barierelor de aer pentru maximizarea fluxului de aer. Implementarea unui ventilator poate ajuta la viteze mici sau când vehiculul este oprit, dar toate acestea pot egaliza temperatura acumulatorului și temperatura mediului ambiant. În eventualitatea unei zile caniculare, acesta poate crește temperatura inițială a acumulatorului.

Răcirea activă hidraulică a temperaturii poate fi proiectată ca un sistem complementar și în mod uzual se folosesc ca agent de răcire etilen glycol într-un amestec special.

BMS monitorizează temperatura de-a lungul acumulatorului și deschide/închide diferite valve pentru a menține temperatura peste toate bateriile într-un interval mic de temperatura pentru asigurarea funcționării optime de temperatura.

3.4 Managementul capacității

Maximizarea capacității unui acumulator este unul dintre criteriile pe care BMS le asigură. Dacă această mentenanță nu este realizată, acumulatorul se face inutil. Pentru cazul legării în serie a celulelor, scăpările sunt ușor diferite ori au rate diferite de autodescărcare. (Wikipedia, Cazacu E., ș.a. 2020)

Scăparea nu este un defect de fabricație, dar caracteristica chimică a bateriei poate fi influențată de variația timpului procesului de fabricație. Inițial acumulatorul poate avea celulele identice, dar peste timp, datorită ciclurilor de încărcare/descărcare ori autodescărcării și a temperaturii ridicate, celulele identice se pot degrada și mai mult. Am menționat că, celulele Li-Ion, nu se comportă bine cu supraîncărcarea din punct de vedere al protecției electrice. Odată ce sunt încărcate complet, acestea nu acceptă mai mult curent și orice energie în plus se transformă în căldură cu

creșterea tensiunii rapide și posibile niveluri periculoase. Aceasta este o situație nesănătoasă care poate cauza distrugerii permanente și condiții de funcționare nesigure.

Acumulatorii formați prin legarea în serie a bateriilor sunt cei care determină tensiunea totală a acumulatorului și diferența dintre celulele adiacente creează situația dificilă când încerci să încarci orice șir de celule. Dacă un șir de celule sunt perfect echilibrate, totul este bine cât se vor încărca în cantități egale, iar curentul de încărcare poate fi oprit când valoarea de prag superior de 4 V este atinsă. Totuși, într-un scenariu neechilibrat, celulele de sus vor atinge limita de încărcare mai repede și curentul de încărcare are nevoie să fie întrerupt înainte ca celulele de mai jos să fi fost încărcate la capacitate maximă. (batteryuniversity.com)

SOC- starea de încărcare instantanee a celulelor de baterii este proporțională cu încărcarea disponibilă raportată la capacitatea totală când acumulatorul este complet încărcat. Cu toate acestea, cunoașterea tensiunii bateriei nu implică cunoașterea capacității rămase în baterie. Starea de încărcare (SOC-State of Charge) trebuie urmărită, acesta fiind parametrul de care depinde, în mod direct, energia rămasă în baterie. SOC este definit ca fiind capacitatea actuală a bateriei împărțită la capacitatea nominală. Acest parametru poate fi urmărit pentru a evita defectarea bateriilor în urma supra-descărcării dar nu indică direct viața rămasă a bateriei (C.Biribica, s.a.2019).

Totuși, o baterie care rezidă la 50% SOC, presupune că este 50% încărcată. Când starea de încărcare nu este o cantitate direct măsurabilă, poate fi estimată prin diferite tehnici, iar schema de echilibrare se împarte în două tipuri principale: pasive și active. Fiecare dintre aceste tipuri are avantaje și dezavantaje. BMS are rolul de a decide care schema este optimă pentru tipul de baterie (acumulator) și aplicația sa.

Echilibrarea pasivă este cea mai ușoară de implementată. Acesta echilibrare permite fiecărei celule din acumulator să aibă aceeași capacitate de încărcare, ca și celula cea mai slabă. Utilizând un curent relativ redus este transportată o cantitate mică de energie de la celulele cu SOC ridicată de-a lungul ciclului de încărcare, așa ca toate celulele se încarcă la maximul lor SOC.

4.Concluzii

Rolul sistemelor de stocare a energiei electrice este din ce în ce mai important atât pentru vehiculele electrice, unde tensiunile pot fi de sute de volți cât și pentru instalațiile industriale de stocare de zeci de kilovolți, toate necesită un sistem de monitorizare al stării bateriilor, nu numai pentru a estima capacitatea rămasă dar în special pentru a putea preveni potențialele pericole ce pot apărea în cazul folosirii necorespunzătoare. Supraîncălzirea, supraîncărcarea sau supra-descărcarea celulelor scad durata de viață a bateriilor iar debalansarea celulelor poate duce la scăderea prematură a capacității totale.

Bateriile sunt sigure atât timp cât acestea funcționează în interiorul parametrilor dați de producător și orice încărcare a limitelor prezintă un mare pericol pentru siguranța utilizatorilor. Astfel, pentru o funcționare sigură și o durată de viață lungă, bateriile trebuie supuse condițiilor specificate în catalog, menținând astfel curenții de încărcare și descărcare, tensiunea și temperatura sub limitele maxime.

Bibliografie

1. T. Bunsen, P. Cazzola, M. Gerner, L. Paoli, S. Scheffer, R. Schuitmaker, J. Tattini, J. Teter, (2018) "Global EV Outlook 2018: Towards cross-modal electrification."
2. Andrey W. Golubkov, Eva Gasser, Manfred Nachtnebel s.a. (2020) *Comprehensive Hazard Analysis of Failing Automotive Lithium-Ion Batteries in Overtemperature Experiments*
3. ***Panasonic, Lithium Ion NCR18650B, Datasheet
3. Catalin Bibirica, Cristian Sandu, Lucian Ene, Mihai Iordache, (2018) *Intelligent balancing of series cells using a low processing power algorithm*, Buletinul U.P.B., Seria C, Vol. 80
4. F.Vellucci, V.Sglavo, G. Pede, (2014) *Life cycles test on a lithium battery system*, IECON 2014
5. https://en.wikipedia.org/wiki/Lithium_iron_phosphate_battery
6. https://batteryuniversity.com/learn/archive/is_lithium_ion_the_ideal_battery
7. Cazacu E., s.a. (2020), *Elemente de calitate și eficiența a energiei în instalațiile electrice moderne*, Ed. Matrixrom, București

AUTOMATIZAREA UNUI SISTEM DE CONTROL ȘI MONITORIZARE A UMIDITĂȚII

Dănuț Mircea PINTEA¹

mdm.pintea_prest@yahoo.com

Șef lucr.dr.ing. **Daniel Nicolae FÎȚĂ**², Conf.univ.dr.ing. **Dragoș PĂSCULESCU**³

¹ Universitatea din Petroșani, Facultatea de Inginerie Mecanică și Electrică, specializarea: Electromecanică, anul IV

² Universitatea din Petroșani, Facultatea de Inginerie Mecanică și Electrică, Departamentul de Automatică, Calculatoare, Inginerie Electrică și Energetică

³ Universitatea din Petroșani, Facultatea de Inginerie Mecanică și Electrică, Departamentul de Automatică, Calculatoare, Inginerie Electrică și Energetică

Rezumat

În prezenta lucrare (concepție, proiectare și execuție proprie) cu titlul Automatizarea unui sistem de control și monitorizare a umidității, am descris modul cum am proiectat și montat acest sistem automat, care se regăsește în cadrul Laboratorului L1 din cadrul Universității din Petroșani. În continuare am descris explicitat pașii de lucru, care sunt: 1. Descriere (componente automatizare, schemă circuit, diagrama bloc la circuitului integrat NE555, aspecte teoretice privind comparatoarele de tensiune și aspectele teoretice privind circuitele bistabile flip-flop), 2. Scheme (circuit protecție scurgere apă și circuit forță) și 3. Funcționare (pașii 1, 2, 3, 4 și 5).

Cuvinte cheie

automatizare, control, monitorizare, umiditate

1. Descriere automatizare

Sistemul automat de monitorizare și control umiditate este construit cu ajutorul unui circuit integrat NE555, care are rolul de a monitoriza și controla umiditatea, nivelul superior, respectiv nivelul inferior, precum și starea de ON/OFF a pompei de alimentare cu apă. [1] [2]

Componente automatizare:

Sistemul automatizat este alcătuit din următoarele componente: NE 555P Timer; Releu 5V; Tranzistor BC 547 NPN; Dioda IN 4007; Rezistor 1M; Rezistor 1M; Rezistor 100 Ω; Rezistor 220 Ω; Capacitor 0,1μF; LED: Electrozi nivel.

Schemă circuit:

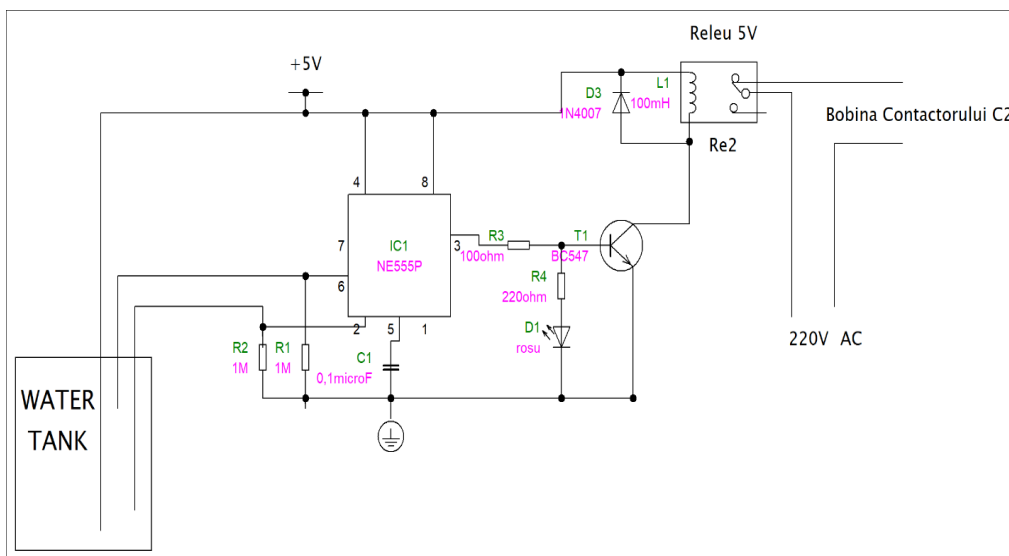


Fig. 1. Schemă circuit sistem automatizare

Diagrama bloc a circuitului integrat NE555 [3]

În interiorul circuitului integrat NE555 există următoarele componente: 2 amplificatoare operaționale cu rolul de comparatoare; 1 circuit bistabil RS care folosește ieșirea sa negată; 1 tampon de ieșire inversor; 3 rezistențe interne care formează un divizor de tensiune, responsabile de setarea nivelului de referință; pe pinul 6 avem 2/3 din tensiunea de alimentare Vcc iar pe pinul 2 avem 1/3 din Vcc.

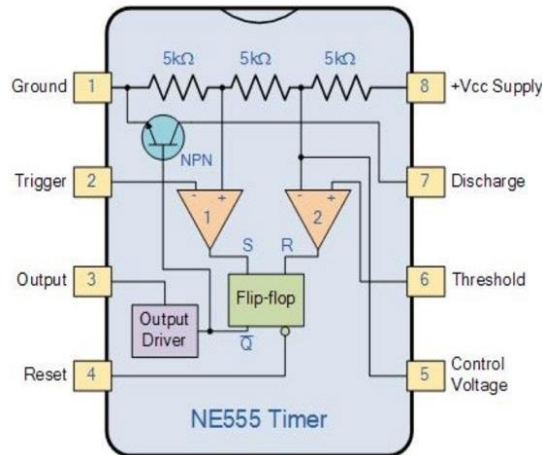


Fig. 2. Diagrama bloc a circuitului integrat NE555

Aspecte teoretice privind comparatoarele de tensiune:

Un comparator de tensiune este un circuit electronic care arată prin două valori diferite ale tensiunii de ieșire și starea relativă a două tensiuni aplicate la intrare. [4]

Compararea tensiunilor se face prin diferența dintre ele și în funcție de semnul acestei diferențe comparatorul răspunde cu una sau cealaltă dintre cele două valori posibile la ieșire.

Pentru comparatoare putem considera o singură intrare, diferența între V+ și V-

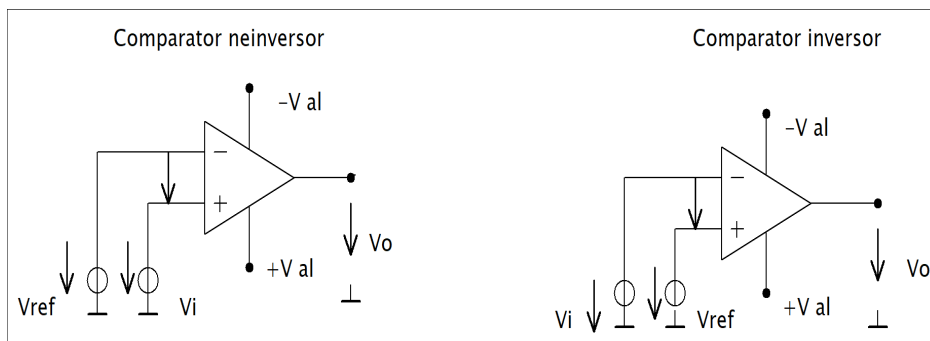


Fig. 3. Schema unui comparator de tensiune

$$V+ = Vi, V- = Vref$$

$$Vo = VoH \text{ dacă } Vd \text{ mai mare ca zero}$$

$$Vo = VoL \text{ dacă } Vd \text{ mai mic ca zero}$$

$$V- = Vi, V+ = Vref$$

$$Vo = VoH \text{ dacă } Vd \text{ mai mic ca zero}$$

$$Vo = VoL \text{ dacă } Vd \text{ mai mare ca zero}$$

$$Vd = Vi - Vref$$

Aspecte teoretice privind circuitele bistabile (Flip – Flop):

În cazul nostru, circuitul bistabil din interiorul NE555 este un circuit regim asincron de tip RS – are numai intrări de date fără a fi prevăzută cu intrare de tact, la care starea circuitului de ieșire este determinată de combinațiile de valori ale intrărilor. [5]

Acest circuit, datorită proprietăților sale de memorare este cunoscut și sub numele de latch (zăvor) și este realizat cu 2 porți SAU-NU (NOR).

Circuitele RS asincrone sunt prevăzute cu 2 intrări R (Reset) sau ștergere și S (Set) fixare sau înscriere, precum și cu 2 ieșiri complementare Q respective Q̄.

În figura 4 este reprezentată schema logică și simbolul.

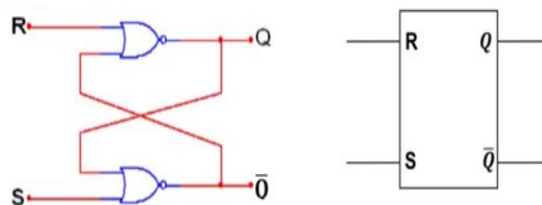


Fig. 4. Schema unui circuit bistabil (Flip - Flop)

2. Scheme

Circuit protecție scurgere apă:

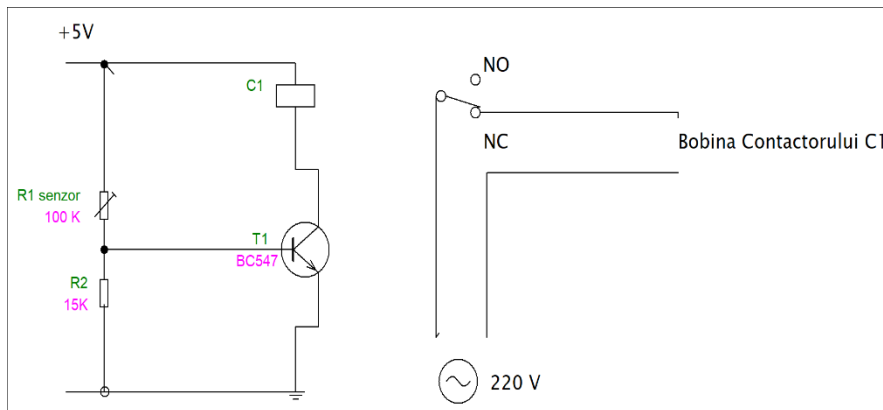


Fig. 5. Schema de protecție scurgere apă

Ca și element de detecție am folosit senzorul de apă de tip rezistiv cu valoarea de 100 k Ω măsurat la uscat, iar acesta are proprietatea de a-și modifica rezistența în prezența picăturilor de apă.

Se folosește un tranzistor BC 547B de tip NPN, cu o tensiune de saturație $U_{BE}=0,7V$, iar sub această tensiune, tranzistorul este blocat.

Acest tranzistor, se alimentează de la un Divizor de tensiune R1-R2, unde:

- R1 = rezistența senzorului de scurgere;
- R2 = rezistență fixă. [3] [5]

Calculul divizorului de tensiune:

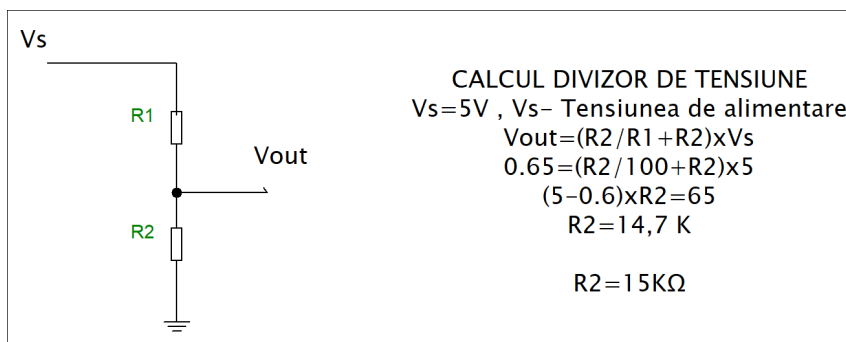


Fig. 6. Calculul divizorului de tensiune

În colectorul tranzistorului se găsește bobina unui releu, cu tensiunea de alimentare 5V.

Acest releu este prevăzut cu două contacte de tip NC respectiv NO.

Prin contactele releului NC am alimentat bobina contactorului K1.

Calculul rezistorului pentru limitarea curentului prin LED:

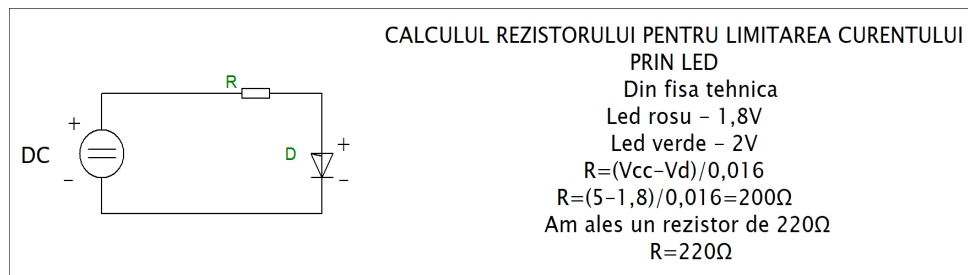


Fig. 7. Calculul rezistorului pentru limitarea curentului prin LED

Descriere funcționare:

Senzorul de tip rezistiv împreună cu rezistența $R2 = 15\text{ k}\Omega$ formează un divizor de tensiune, unde intrarea în conducție a tranzistorului se face prin polarizarea bazei cu tensiunea luată de la divizor. [4] [5]

Divizorul a fost calculat în așa manieră încât dacă senzorul este uscat (valoare $100\text{ k}\Omega$) tensiunea în baza tranzistorului să fie $0,65\text{ V}$, valoarea la care tranzistorul este blocat – avem tensiune pe borna contactorului K1.

Dacă senzorul sesizează picături de apă, valoarea $R1$ scade, intensitatea curentului crește, potențialul punctului B crește, tranzistorul intră în conducție, iar prin circuitul EC (emitor – colector), trece curent, releul comută pe contactul NO, caz în care nu mai avem tensiune pe bornele bobinei contactorului K1. Starea de alertă rămâne activă până când senzorul va fi uscat.

Circuit forță:

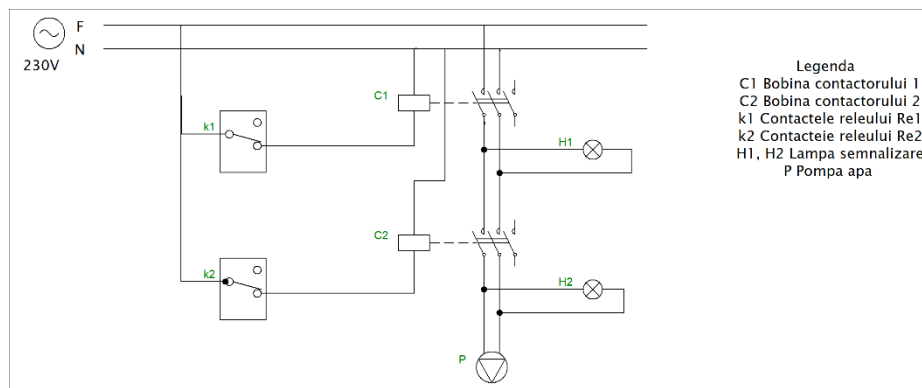


Fig. 8. Schema circuitului de forță

3. Funcționare

Cantitatea de apă pe care ne propunem să o folosim în acest proiect depinde de două puncte de detectare din interiorul recipientului.

Nivelul apei trebuie controlat între aceste puncte, respectiv nivelul minim și cel maxim.

Pentru a realiza acest lucru folosim senzori, care în cazul nostru sunt 3 electrozi cu spațiu nivel între ei:

- electrod comun, alimentat la +5V;
- electrod LOW – nivel minim – conectat la pinul 2 al CI 555;
- electrod HICH – nivel maxim – conectat la pinul 6 al CI 555.

Pasul 1

Partea de comandă – circuitul electronic – este realizat pe o Placa Test de tip BREADBOARD cu sursa 5V și 3V.

Alimentarea acesteia este efectuată printr-un Alimentator 220V AC – 12 V DC 1A prevăzut cu mufa DC.

Breadbord – ul este folosit în general pentru realizarea rapidă a montajelor fără a fi nevoie de lipirea componentelor.

Două magistrale în lateral care folosesc pentru alimentare, placa având în total 4 alimentări independente.

Pasul 2

Poziționăm Jumper-ul corespunzător alimentării cu 5V DC – montajul electronic este alimentat – în această situație pe pinul 2 și pinul 6 al CI 555 nu avem semnal, ceea ce face ca:

- comparatorul C1 din interiorul CI 555 corespunzător pinului 2 să fie în HICH (logic 1) și comparatorul C2 corespunzător pinului 6 în LOW (logic 0);
- intrările S (set) a bistabilului va fi în logic 1 și R (reset) va fi în logic 0, ieșirea negată logic 0, acest semnal trecând prin tamponul inversor rezultat la ieșirea din CI 555 pe pinul 3 semnal logic 1;

- semnalul prin care rezistența R3 va polariza baza tranzistorului BC, tranzistorul intră în conducție și avem tensiune la bornele bobinei releului (Re 5V) – fapt semnalizat și de ledul D1- trecând contactul acestuia pe NO;
- contactul COM al releului fiind alimentat la 220V (fază) face ca prin intermediul contactului NO să ducă tensiune pe bobina contactorului C2, contactorul acționează, pompa de apă fiind alimentată cu tensiune și va iniția umplerea recipientului.

Pasul 3

Apa ajunge la electrodul corespunzător poziției nivel minim, în această situație avem Comparatorul Co1 în LOW (logic 0), Comparatorul Co2 nu-și schimbă starea LOW (logic 0) – Intrările bistabilului S și R logic 0, în acest caz circuitul nu își schimbă stările logice în care se află (circuitul nu comută) – pompa rămâne în continuare sub tensiune alimentând cu apă recipientul.

Pasul 4

Apa ajunge la electrodul corespunzător nivel maxim C1 în LOW (logic 0), C2 în HIGH (logic 1) S (logic 0), R (logic 1);

Ieșirea negată a bistabilului în logic 1, iar prin tamponul inversor semnalul la ieșirea din CI 555 pe pinul 3 va fi în logic 0, caz în care se întrerupe alimentarea cu tensiune a pompei de apă.

Pasul 5

Golim recipientul, pompa nu pornește fiind în situația S și R în logic 0, caz în care circuitul nu comută, starea se menține până la atingerea nivelului minim când pompa pornește din nou și ciclul se repetă.

4. Concluzii și contribuții personale

În prezenta lucrare am descris modul cum am conceput, proiectat și executat Sistemul automat de monitorizare și control umiditate, care în prezent se află în cadrul Laboratorului L1 din cadrul Universității din Petroșani.

Acest sistem automat are următoarele utilizări:

1. Pornind de la faptul că avem o cantitate constantă de apă în recipient, între nivelul minim și nivelul maxim, orice produs concentrat poate fi diluat după cerințe. Acest lucru ne permite abordarea unui spectru larg de domenii de utilizare, cum ar fi:
 - Dozator medicamente în zootehnie.
 - În agricultura pentru amestecarea îngrășămintelor lichide.
 - În industria HoReCa la diluție detergenți concentrați folosiți pentru spălarea echipamentelor
2. Sistemul de detectare scurgere apă poate fi adaptat și pentru alte aplicații:
 - Detector de inundații și închiderea circuitului de alimentare cu apă, prin montarea unui Robinet motorizat pe circuitul principal de apă, comandat prin intermediul senzoului de scurgere.
 - Detector picături de ploaie și zăpadă.

Schema reală și practică de montaj a sistemului automat se poate vedea din figura 9.

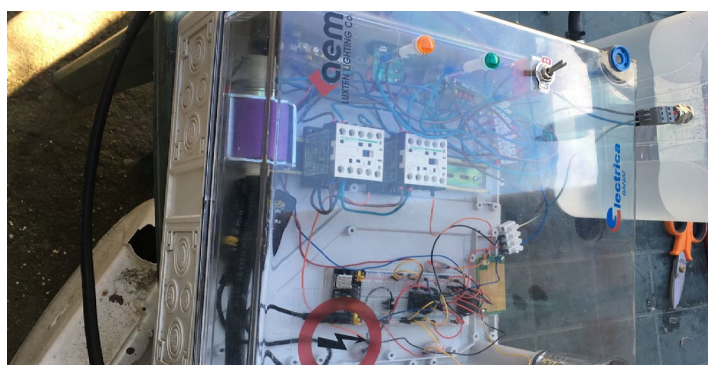


Fig. 9. Schema reală și practică de montaj a SAMCUNA ce se poate găsi în Laboratorul L1 – Universitatea din Petroșani

Bibliografie

1. Ghionea I., Proiectare asistată în CATIA V5. Elemente teoretice și aplicații, Editura Bren, București, 2007. 11pct
2. Chiuță I, Sisteme de achiziție și transmitere a datelor, Ed. IOPE, 1999.
3. Ionescu D., Nițu S., “Electronică de putere”, Editura Tehnică, București, 1998.
4. Măgureanu, R. Mașini electrice speciale pentru sisteme automate. Editura Tehnică, București, 1981.
5. Măgureanu, R., Vasile, N. Servomotoare fără perii de tip sincron. Editura Tehnică, București, 1990.

INVERTOARE TRIFAZATE PE MAI MULTE NIVELE

Autori: Alexandra-Ştefania POPESCU ¹
alexandraa02@yahoo.com

Coordonatorii: Conf.univ.dr.ing. **Marius-Daniel MARCU** ², Conf.univ.dr.ing. **Florin-Gabriel POPESCU** ³

¹ *Universitatea din Petroşani, Facultatea de I.M.E., Electromecanică anul IV*

² *Universitatea din Petroşani, Facultatea de I.M.E*

Rezumat

Convertoarele multinivel sunt din ce în ce mai utilizate pentru aplicații de mare putere datorită capacității lor de a funcționa la tensiuni de ieșire mai mari, producând în timp niveluri mai scăzute de componente armonice în tensiunile de ieșire. Una dintre problemele majore în calitatea energiei electrice este conținutul armonic existând mai multe metode de indicare a cantității, cea mai utilizată măsură este distorsiunea armonică totală (THD). Diverse tehnici de comutare au fost utilizate în convertoarele statice pentru a reduce conținutul de armonici de ieșire. Tehnicile de modulare a lățimii de impuls pentru invertoarele cu mai multe niveluri au fost dezvoltate foarte intens în ultimii ani.

În lucrare se propune un experiment pentru diferite circuite multinivel cu strategii PWM pentru invertoare în cascadă. Principiile de funcționare sunt analizate pe baza unor experimente efectuate pe un stand de laborator.

Cuvinte cheie

-experiment , -invertor , -frecvență , -tensiune , -PWM.

1. Introducere.

Schema circuitului multi-invertoarelor monofazate este prezentată în Figura 1.

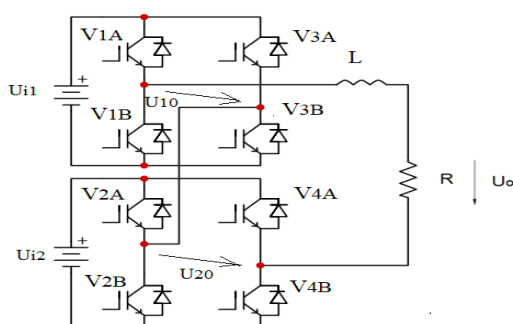


Figura 1: Multi-invertoare monofazate în cascadă

Multi-invertoarele în cascadă pot fi folosite ca compensator în sistemele de alimentare deoarece nu prezintă probleme de dezechilibru în sursa de curent continuu. Structura surselor de curent continuu separate este potrivită pentru diverse surse regenerabile de energie.

Invertoarele cu mai multe niveluri sunt formate din două invertoare H-bridge (module) care sunt conectate în serie pentru a genera o tensiune de ieșire cu cinci niveluri. Tensiunea de ieșire este egală cu suma tensiunilor de ieșire ale modulelor respective, adică $U_0 = U_{10} + U_{20}$, unde U_{10} - tensiunea de ieșire a modului 1 și U_{20} - tensiunea de ieșire a modului 2. Fiecare

modul are propria sa sursă de curent continuu și este format din patru dispozitive de alimentare desemnate ca V_{1A} , V_{1B} , V_{3A} și V_{3B} pentru primul modul și ca V_{2A} , V_{2B} , V_{4A} și V_{4B} pentru al doilea modul. Fiecare modul poate genera trei niveluri de ieșire și anume $+U_i$, 0 și $-U_i$. Fiind posibil prin conectarea secvențială a sursei de curent continuu la sarcina de curent alternativ prin intermediul celor patru dispozitive de alimentare.

În tabelul 1 se prezintă tensiunea de ieșire cu stările de comutare corespunzătoare ale dispozitivelor de putere superioare ale celor două module ale invertoarelor cu cinci niveluri. După cum este descris din Tabelul 1, sunt disponibile șaisprezece configurații ale stărilor de comutare a dispozitivului și ale nivelurilor de tensiune de ieșire pentru un invertoare cu cinci niveluri.

V_{1A}	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
V_{3A}	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	1
V_{2A}	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0
V_{4A}	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1
U_0	$2U_i$	U_i	U_i	U_i	U_i	0	0	0	0	0	0	0	$-U_i$	$-U_i$	$-U_i$	$-2U_i$

Tabelul 1: Stare de comutare și niveluri de tensiune ale invertoarelor în cascadă cu cinci niveluri

Tehnicile PWM sunt folosite în invertoare pentru a obține o tensiune de ieșire de înaltă calitate, cu amplitudinea și frecvența dorite, care sunt cât mai apropiate de undele sinusoidale. Orice abatere de la forma undei sinusoidale va duce la interferențe electromagnetice, pierderi datorate armonicilor. Calitatea formei de undă de ieșire se va îmbunătăți odată cu creșterea frecvenței de comutare. Este în general acceptat că performanța unui invertoare, cu orice strategii de comutare, poate fi legată de conținutul armonic al tensiunii sale de ieșire. Frecvența de comutare mai mare poate fi utilizată numai pentru niveluri scăzute de putere, deoarece pierderile de comutație cresc odată cu frecvența. În tehnologia invertoarelor pe

mai multe niveluri, există mai multe topologii bine cunoscute de modulație a frecvenței de comutare joasă, iar lucrarea de față se concentrează pe tehnica optimizată a formei de undă în trepte.

În lucrare se prezintă un experiment efectuat în laboratorul universității pentru studiul funcționării multi-invertorului monofazat în cascadă, atingând următoarele obiective principale:

- Măsurarea și înregistrarea variabilelor de intrare și de ieșire ale invertorului;
- Studiul diferitelor tipuri de control inverter;
- Influența modificărilor amplitudinii de referință;
- Influența modificărilor frecvenței purtătoare.

2. Schema de laborator pentru studiul funcționării invertorului

Pentru experiment, diagrama tipică este prezentată în Figura 2.

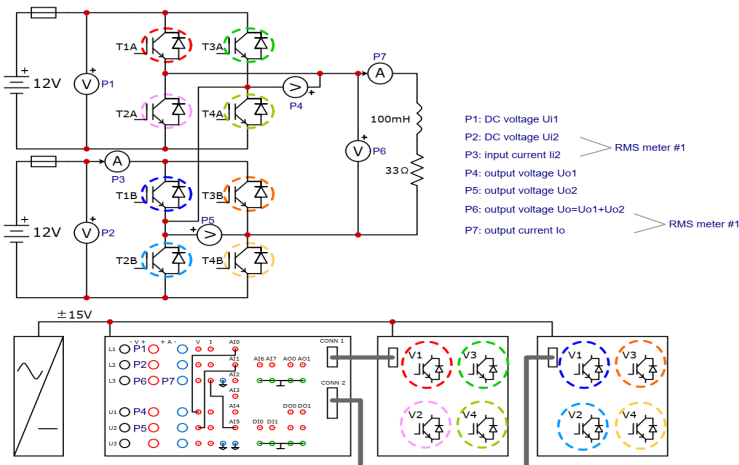


Figura 2 : Schema circuitului multi-invertorului în cascadă 1-ph, PWM

Conform obiectivelor formulate, pentru derularea experimentului sunt necesare următoarele module:

A. Software: ◦ PC cu sistem de operare Windows
◦ Software LabVIEW (DL NZTL pentru achiziție, măsurare și control) ◦ Cablu Ethernet

B. Hardware: ◦ 1 Modul de control și achiziție ◦ 1 IGBT H-bridge cu driver ◦ 1 baterie ◦ 1 Cutie siguranțe ◦ 1 sursă de alimentare ◦ 1 Sarcină ◦ 2 aparate de măsură

3. Realizarea experimentului pentru studiul funcționării invertorului

1. Deschideți software-ul NZTL.

Schema de cablare este prezentată în Figura 3.

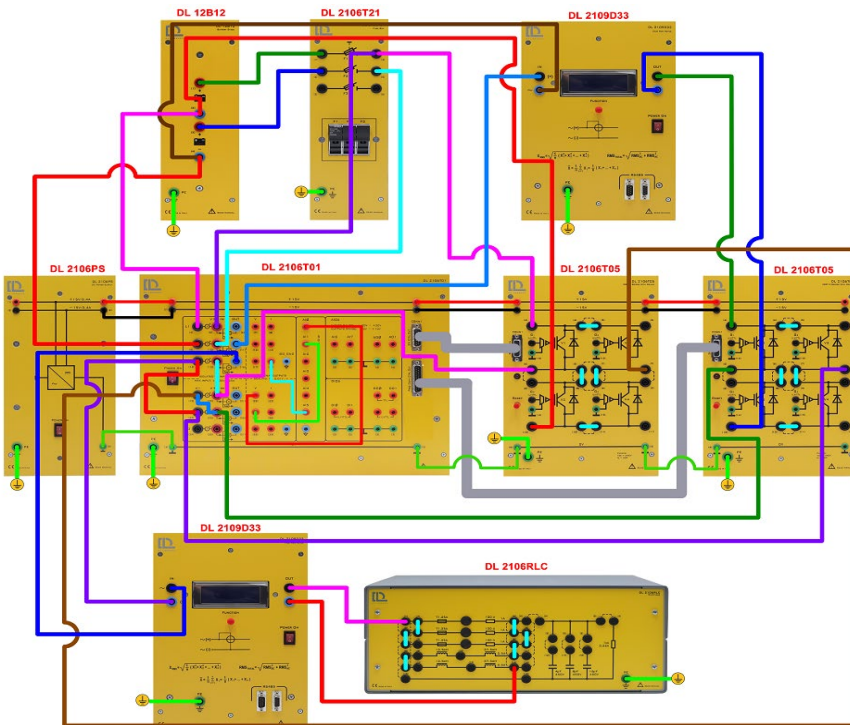


Figura 3 : Schema de cablare a multi-invertorului în cascadă monofazat

2. Pentru a realiza protecția la supracurent a semnalului conectat la canalul AI5, apăsați butonul (1), (pentru a deveni ON). Se poate face operațiunea pentru protecția IGBT cu butonul (2) (pentru a se opri OFF) din Figura 4.

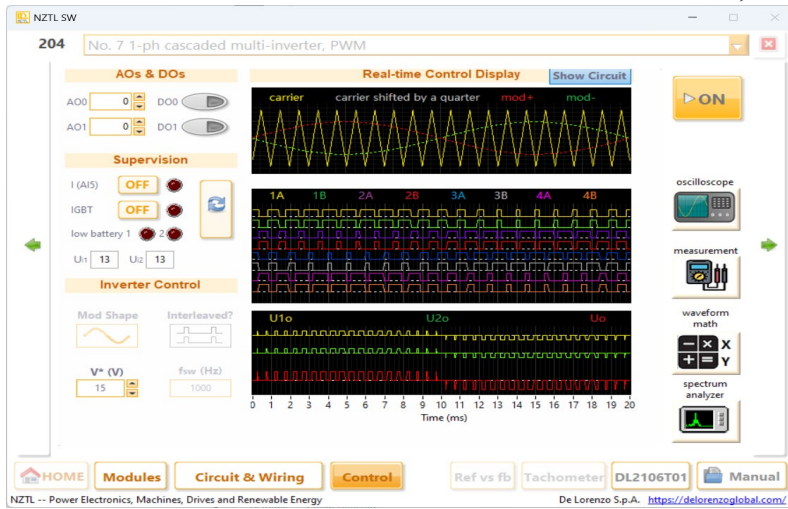


Figura 4 : Comanda ON-OFF.

Notă : Dacă tensiunile bateriei sunt scăzute, LED-urile (3) se aprind.

3. Setăți forma de undă a semnalului de referință (forma de undă sinusoidală) apăsând butonul „Mod Shape” (1). Frecvența de comutare f_{sw} și amplitudinea semnalului de referință pot fi modificate prin introducerea valorilor dorite în casețele (4), respectiv (3). Setăți frecvența de comutare la 1000 Hz și amplitudinea semnalului de referință la 15 V.

Pentru a comuta între metoda de control intercalată, utilizați butonul (2). Setăți prima metodă de control fără intercalare.



4. Alimentați circuitul și porniți butonul de măsurare „OFF/ON”. Software-ul va afișa afișajul de control în timp real pe baza parametrilor metodei de control în Figura 5.

Figura 5 : Schema de circuit.

5. Măsurăți următoarele semnale cu ajutorul aparatului de măsură al părții software:

- A. Tensiuni continue de intrare U_{i1} , U_{i2} ;
- B. Curent de intrare I_i ;
- C. Tensiuni de ieșire U_{01} , U_{02} ;
- D. Tensiune de ieșire $U_0=U_{01}+U_{02}$;

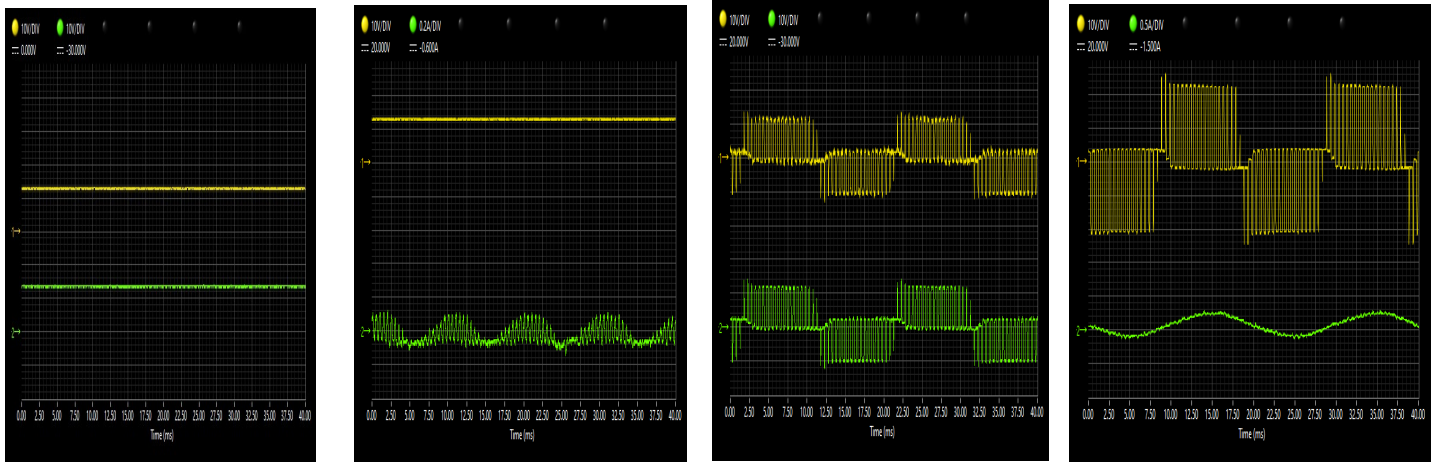
E. Curentul de ieșire I_0 .

6. Introducerea valorii măsurate în următorul Tabelul 2 :

U_{i1} (V)	U_{i2} (V)	I_i (A)	U_{01} (V)	U_{02} (V)	I_0 (A)	U_0 (V)
13	13.6	0.06	6.5	6.5	0.14	13

Tabelul 2.

7. Înregistrările formelor de undă cu osciloscopul software este prezentat în Figura 6 (a ,b ,c ,d) :



a)

b)

c)

d)

Figura 6 : a) Tensiunile U_{i1} (1) și U_{i2} (2). b) Tensiunea U_{i1} (1) și curentul de intrare I_i (2). c) Tensiunile U_{01} (1) și U_{02} (2). d) Tensiunea de ieșire U_0 (1) și curentul de ieșire I_0 (2).

8. Se observă armonicile din tensiunea și curentul de ieșire cu analizorul de spectru software Figura 7 (a ,b ,c ,d)

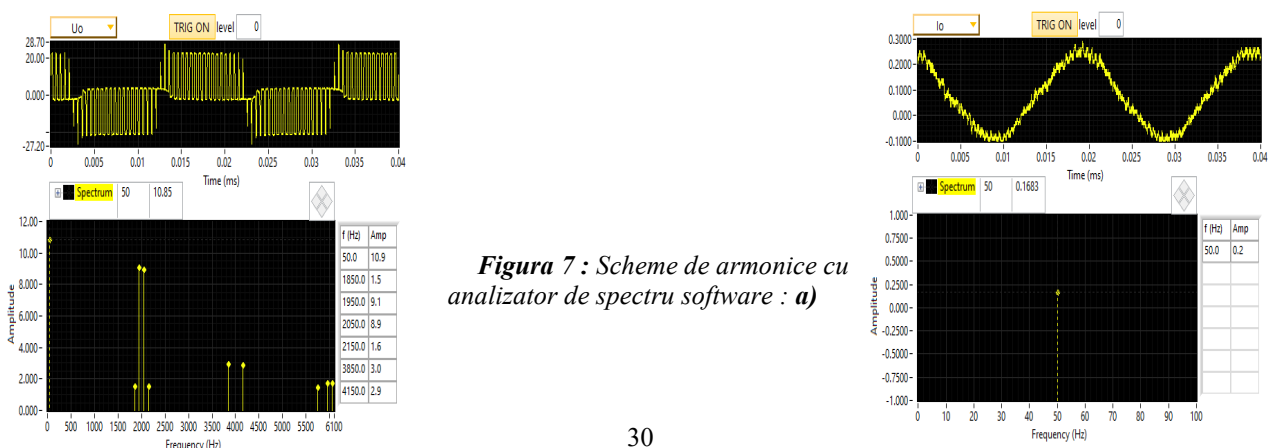


Figura 7 : Scheme de armonice cu analizorul de spectru software : a)

Tensiunea de ieșire. b) Curentul de ieșire.

a)

b)

9. Măsurăți următorul semnal pentru diferite valori ale amplitudinii semnalului de referință V^* :

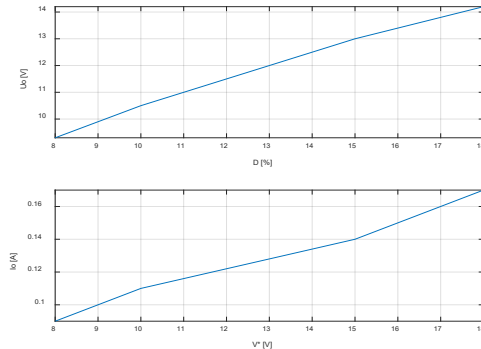
- A. Tensiunea de ieșire U_0 ;
- B. Curentul de ieșire I_0 .

10. Introducerea valorilor măsurate în următorul Tabelul 3 și se ridică caracteristica $U_0=f(V^*)$ a convertorului și curba $I_0=f(V^*)$ în Figura 8 :

V^* (V)	I_0 (A)	U_0 (V)
8	0.09	9.3
10	0.11	10.5
15	0.14	13
18	0.17	14.2

Tabelul 3 : Valorile măsurate

Figura 8 : Diagrama caracteristica U_0 și I_0 .



11. Setăți referința de tensiune la 15 V și modificați frecvența de comutare f_{sw}

12. Înregistrarea tensiunii de ieșire U_0 (1) (a) și curentul de ieșire I_0 (2) (b) pentru diferite valori ale frecvenței de comutare f_{sw} . și observarea armonicilor din tensiunea de ieșire pentru diferite valori ale frecvenței de comutare f_{sw} c) – d) din Figura 9 :

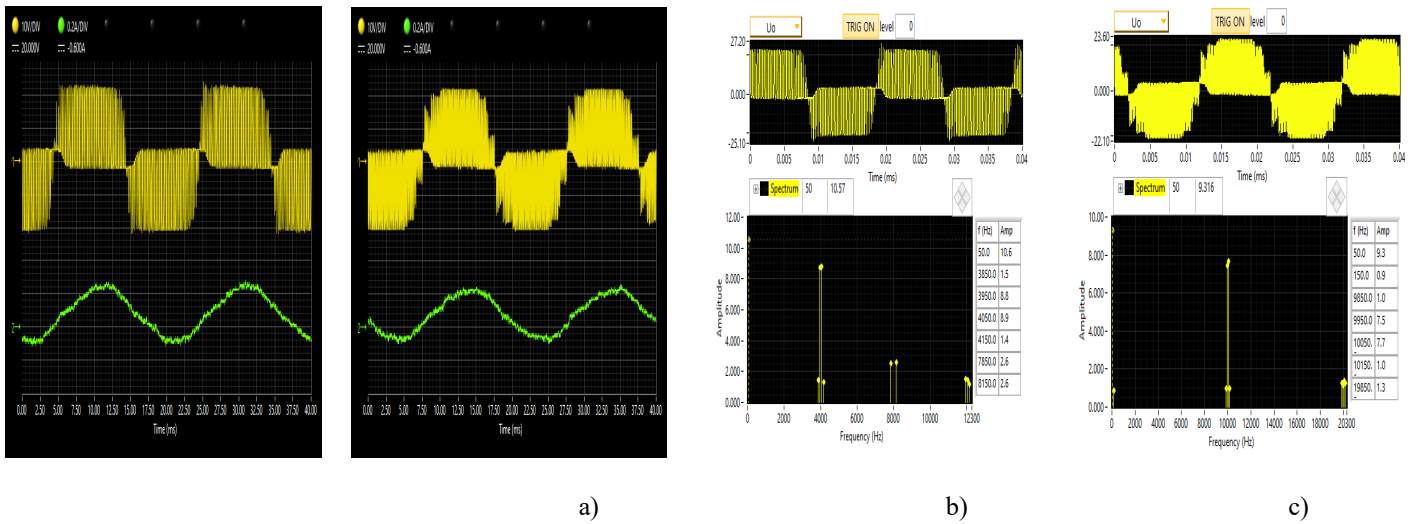
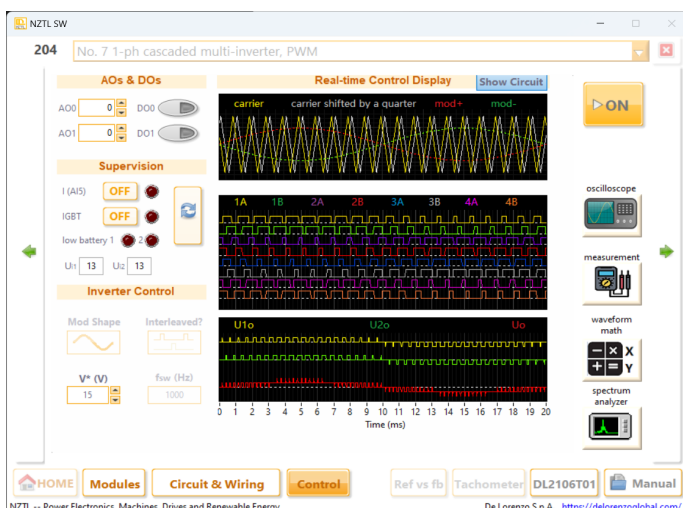


Figure 9 : Valoarea frecvenței de comutare și armonică frecvenței de comutare : a) $f_{sw}=2000$ Hz. b) $f_{sw}=5000$ Hz. c) $f_{sw}=2000$ Hz. d) $f_{sw}=5000$ Hz.



13. Setăți la metoda de control intercalată. Setăți tensiunea de referință la 15V și frecvența de comutare la 1000 Hz.

Software-ul va afișa afișajul de control în timp real pe baza parametrilor metodei de control în Figura 10.

14. Măsurăți următorul semnal:

- A. Tensiuni continue de intrare U_{i1} , U_{i2} ;
- B. Curent de intrare I_i ;
- C. Tensiuni de ieșire U_{o1} , U_{o2} ;
- D. Tensiune de ieșire $U_0=U_{o1}+U_{o2}$;
- E. Curentul de ieșire I_0 .

Pentru a măsura valorile dorite, vezi pasul 8 din experimentul anterior

Figura 10 : Schema de circuit.

15. Introducerea de valori măsurate în Tabelul 4 următor.

U_{i1} (V)	U_{i2} (V)	I_i (A)	U_{o1} (V)	U_{o2} (V)	I_o (A)	U_o (V)
13	13.6	0.06	6.5	6.6	0.14	8.67

Tabel 4 : Valorile de tensiune și curent.

16. Înregistrarea formelor de undă cu un osciloscop software în Figura 11 (a ,b ,c ,d) (vezi pasul 10 din experimentul anterior):

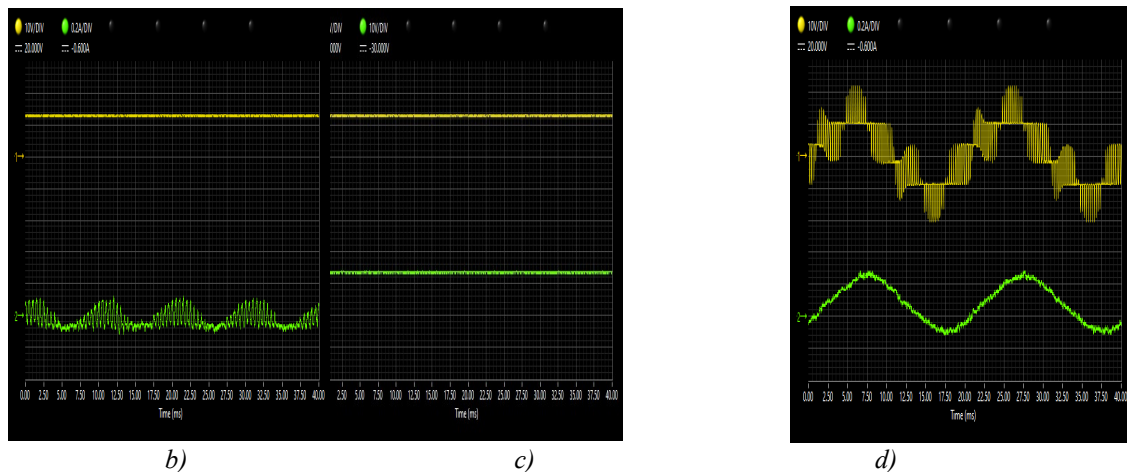


Figura 11 : Înregistrările : **a)** Tensiunile U_{i1} (1) și U_{i2} (2). **b)** Tensiunea U_{i1} (1) și curentul de intrare I_i (2). **c)** Tensiunile U_{o1} (1) și U_{o2} (2). **d)** Tensiunea de ieșire U_o (1) și curentul de ieșire I_o (2).

17. Observați armonicile din tensiunea de ieșire și curentul de ieșire cu un analizor de spectru software din Figura 12 (a și b) (vezi pasul 11 din experimentul anterior):

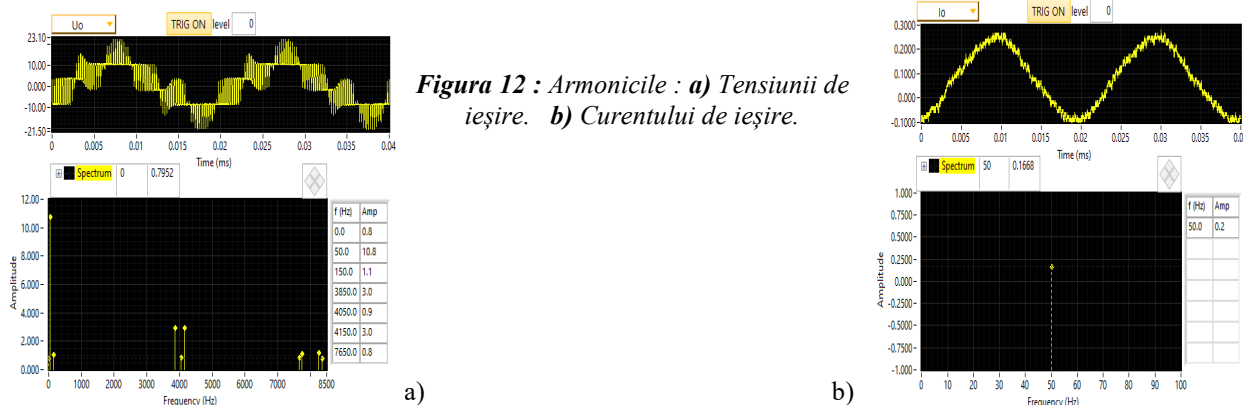


Figura 12 : Armonicile : **a)** Tensiunii de ieșire. **b)** Curentului de ieșire.

18. Măsurări următorul semnal pentru diferite valori ale amplitudinii semnalului de referință V^* :

- A. Tensiunea de ieșire U_o ;
- B. Curentul de ieșire I_o .

19. Introducerea valorilor măsurate în Tabelul 5 și se ridică caracteristica $U_o=f(V^*)$ a convertorului și curba $I_o=f(V^*)$ în Figura 13 :

V^* (V)	I_o (A)	U_o (V)
8	0.09	6
10	0.11	6.65
15	0.14	8.67
16	0.15	9.25
18	0.17	10.6

Tabelul 5: Valorile măsurate.

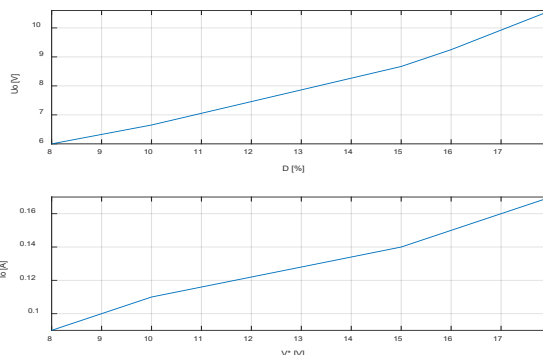


Figura 13 : Diagrama caracteristica U_0 și I_0 .

20. Setarea tensiunii de referință la 15V și modificarea frecvenței de comutare f_{sw} .

21. Înregistrarea tensiunii de ieșire $U_0(1)(a)$ și curentul de ieșire I_0 (2)(b) pentru diferite valori ale frecvenței de comutare f_{sw} și se pot observa armonicile din tensiunea de ieșire pentru diferite valori ale frecvenței de comutare f_{sw} : (c și d) din Figura 14 :

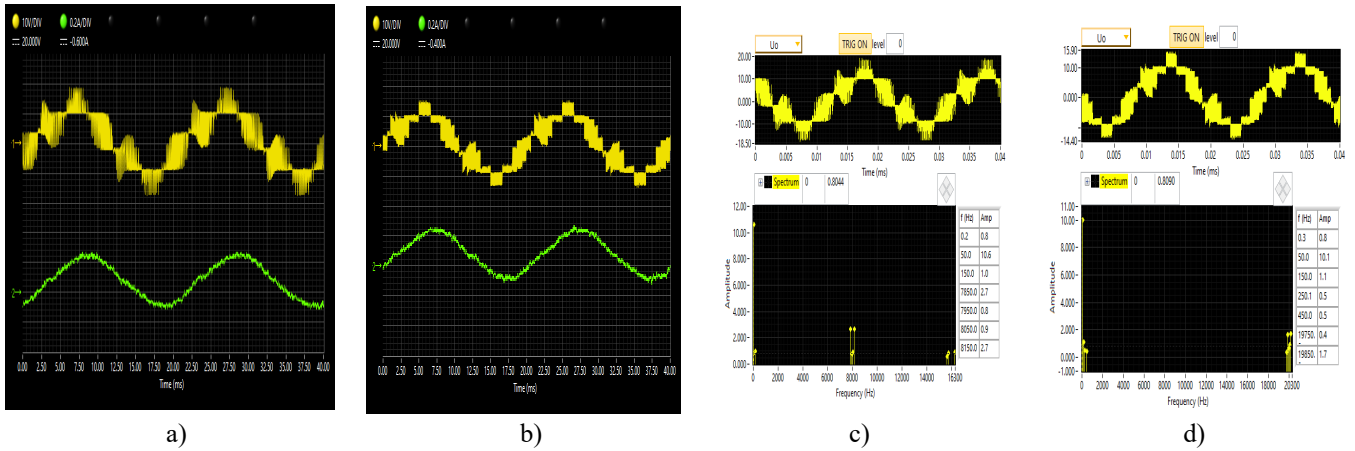


Figure 14 : Valoarea frecvenței de comutare și armonica frecvenței de comutare : a) $f_{sw}=2000$ Hz. b) $f_{sw}=5000$ Hz. c) $f_{sw}=2000$ Hz. d) $f_{sw}=5000$ Hz.

5. Concluzii:

- Tensiunile celor două module (U_{10} , U_{20}) sunt întârziate cu 180 de grade și au trei niveluri de valori.
- Tensiunea de ieșire a invertorului în cascadă este egală cu suma tensiunilor obținute la ieșirea celor două punți.
- În cazul metodei de control intercalat, se folosesc două tensiuni purtătoare, cu frecvență, întârziate cu 45 de grade.
- Tensiunea de ieșire are trei niveluri în cazul metodei de control fără intercalare și cinci nivele în cazul celor cu intercalare.
- Curentul de ieșire este aproape sinusoidal și regimul de distorsionare este foarte scăzut.
- Regimul de distorsionare al tensiunii de ieșire este mai mic în cazul metodei de control intercalat.
- Tensiunea de ieșire RMS crește atunci când valoarea tensiunii de referință (V^*) crește, valoarea este mai mare în cazul controlului metodei fără intercalare
- Regimul de distorsionare devine mai mic atunci când frecvența purtătoare crește.

Bibliografie

1. Aslam P. Memon, M. Aslam Uqaili, Zubair A. Memon, Asif A. Akhund, *Time-Frequency Analysis Techniques for Detecting Power System Transient Disturbances*, International Journal of Emerging Trends in Electrical and Electronics (IJETEE – ISSN) : 2320-9569), vol. 9, the problem. 1 Nov-2013.
2. Aslam P. Memon, Waqar A. Khan, Riaz H. Memon, Asif Ali Akhund, *Laboratory Studies of Speed Control of DC Shunt Motor and the Analysis of Parameters Estimation*, International Journal of Emerging Trends in Electrical and Electronics (IJETEE – ISSN: 2320-9569), Vol. 9, issue. 1 Nov-2013.
3. A Mallikarjuna Prasad, S Thirumalaiah, U Chaithanya and P Nagarjuna, *Simulation of New Multilevel Inverter Topology*, International Journal of Emerging Trends in Electrical and Electronics (IJETEE) Vol 1, Issue. 1, pp. 68-73, March-2013.
4. Bose B.K, *Modern Power Electronics and AC Drives*, 4th edition, 2004.
5. V. Samba Siva Raju, *Mr. S.Srinu, *Fault Detection and Mitigation in STATCOM Multilevel Cascade Converters*, November-2013.