

## Sistem electronic adaptiv pentru controlul stimulării electrice funcționale în asistarea funcției locomotorii

Autor: ing. Dumitriu Daniel-Nicolae  
Coordonator: Prof. univ. dr. ing. Poboroniuc Marian

Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași  
Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată  
Departamentul de Electrică

**Rezumat.** Lucrarea abordează o problemă în domeniul bioingineriei și mecatronicii medicale, respectiv optimizarea și automatizarea sincronizării echipamentelor de electrostimulare neuromusculară cu fazele mersului. Într-o interpretare mai simplă, ne referim la eliminarea comutației manuale și la îmbunătățirea calității datelor provenite de la senzorii de contact ai piciorului. Pentru a identifica și valida o modalitate coerentă de acționare în timpul reabilitării pacienților cu afecțiuni neuro-motoare, este necesară procesarea precisă și fără erori a semnalelor mecanice și electrice generate în timpul deplasării. Pentru a rezolva această problemă, s-a proiectat și realizat un modul electronic adiacent de condiționare și control, capabil să filtreze zgomotele de contact și să comute automat stările de stimulare. Analiza circuitului și structura sa analogică permit eliminarea micro-oscilațiilor parazite și gestionarea eficientă a consumului de energie. În acest context, în lucrare se propune o soluție hardware robustă, fără procesare software, care asigură o tranziție rapidă și sigură între stările de sprijin și balans ale piciorului, oferind totodată confirmări acustice și optice privind starea de funcționare. Astfel, rezultatele experimentale au demonstrat faptul că prin această adaptare se obține o sincronizare automată, fiabilă și reproductibilă a stimulării electrice funcționale, facilitând reeducarea modelului de mers la pacienții cu deficit motor.

### 1.INTRODUCERE

Recuperarea funcțională și asistarea mersului la pacienții cu afecțiuni neuromusculare reprezintă un domeniu de o importanță deosebită în medicina modernă, deoarece pierderea mobilității afectează profund calitatea vieții și independența persoanei. Problemele de mers apar în urma afectării sistemului nervos sau a mușchilor, fiind provocate fie de leziuni de motoneuron central, fie de leziuni de motoneuron periferic. Primele determină spasticitate, reflexe exagerate și blocarea căilor de transmisie motorie de la creier sau măduvă, în timp ce ultimele provoacă paralizie flască și atrofie musculară accelerate [2],[3]. Printre cele mai frecvente patologii responsabile de aceste deficite se numără Accidentul Vascular Cerebral, care cauzează frecvent hemipareză și mersul cosit legat de problema piciorului căzut, Leziunile Măduvei Spinării, Scleroza Multiplă, Paralizia Cerebrală, Boala Parkinson și Traumatismele Cranio-Cerebrale. Pentru a evalua în mod obiectiv severitatea deficitului biomecanic, specialiștii utilizează parametri și teste funcționale precum Indicele de Cost Fiziologic [9], calculat prin relația  $PCI = \frac{FC_{mers} - FC_{repaus}}{Viteză}$ , alături de teste clinice standardizate cum ar fi testul Jebsen-Taylor [8] sau urmărirea forței de prehensiune.

În sprijinul acestor pacienți, în centrele de recuperare sunt utilizate diverse echipamente tehnologice destinate asistării și reeducării motrice. O primă categorie include ortezele pasive și dispozitivele ortopedice clasice, cum sunt ortezele fixe sau articulate de gleznă și genunchi de tip AFO sau KAFO, care oferă o susținere mecanică rigidă, dar fără a activa musculatura pacientului [3],[10]. De asemenea, pentru cazurile cu amputații se folosesc proteze mecanice sau bionice mioelectrice, unde semnalele electrice ale mușchilor reziduali sunt folosite pentru comanda articulațiilor artificiale. O dezvoltare tehnologică majoră este reprezentată de exoscheletele robotice pentru mers, precum Lokomat, ReWalk sau EksoNR [10], care mobilizează membrele inferioare prin intermediul unor motoare electrice programate pe traiectorii fixe. În paralel, pentru

recuperarea membrului superior sunt utilizați roboți specializați precum ArmeoSpring, iar pentru reeducarea mersului se folosesc sisteme de analiză dinamică a pașilor.

O abordare distinctă și extrem de eficientă o constituie Stimularea Electrică Funcțională (FES), o tehnică prin care se aplică impulsuri electrice de scurtă durată deasupra nervilor sau mușchilor slăbiți ori paralizați pentru a induce o contracție utilă în timpul mersului, cum ar fi ridicarea labei piciorului în faza de balans. Fiziologic, impulsul electric depolarizează membrana nervoasă, relația dintre intensitatea curentului și durată fiind guvernată de legea Weiss-Lapicque [2]  $I(t) = I_{\text{reobază}} \cdot \left(1 + \frac{T_{\text{cronaxie}}}{t}\right)$ , în timp ce sarcina electrică livrată este dată de ecuația  $Q = I \cdot t$ . Pentru a obține un răspuns muscular optim fără a provoca durere sau oboseală musculară timpurie, parametrii de stimulare trebuie reglați atent, folosind curenți de 10–100 mA, durate de impuls de 100–400  $\mu\text{s}$  și frecvențe între 20 și 40 Hz, electrozii fiind poziționați exact deasupra punctelor motorii [1],[11].

Cea mai ridicată eficiență clinică se obține prin integrarea tehnologiei FES cu alte echipamente de asistare, creându-se astfel sisteme hibride avansate [10]. Un exemplu reprezentativ îl constituie asocierea FES cu benzi de alergare dotate cu sisteme de sustragere a greutății corporale, unde pacientul este susținut într-un ham suspendat deasupra benzii [5]. În timp ce sistemul preia o parte din greutate și elimină riscul de cădere, stimulatorul FES declanșează impulsuri electrice către mușchi exact în momentele cheie ale pașilor, permițând un antrenament intens și sigur [7]. În mod similar, FES poate fi integrat direct în structura exoscheletelor robotice, unde mușchii proprii ai pacientului lucrează în sinergie cu motoarele robotului, reducând consumul energetic al echipamentului și oferind un tipar de mers mult mai natural [10]. Nu în ultimul rând, combinarea FES cu Interfețe Creier-Calculator și medii de Realitate Virtuală permite declanșarea stimulării electrice chiar în momentul în care creierul pacientului formulează intenția voluntară de mișcare, stimulând direct procesele de neuroplasticitate [4],[6].

## 2. Dispozitivul FES – O4CHS

Stimulatorul Odstock cu 4 canale (Odstock Four Channel Stimulator — O4CHS) este un echipament biomedical avansat destinat stimulării electrice funcționale (FES) în neuroreabilitare. Conceput pentru aplicare clinică și la domiciliu, aparatul generează impulsuri electrice dirijate ce induc contracții musculare la pacienți cu afecțiuni precum AVC, leziuni medulare, scleroză multiplă sau traumatisme cranio-cerebrale. Fiind încadrat în clasa de siguranță Tip BF (Body Floating) și alimentat autonom dintr-o baterie de 9 V, stimulatorul utilizează o formă de undă asimetrică pasiv echilibrată în sarcină pentru a preveni iritațiile cutanate și acumularea de sarcină galvanică.

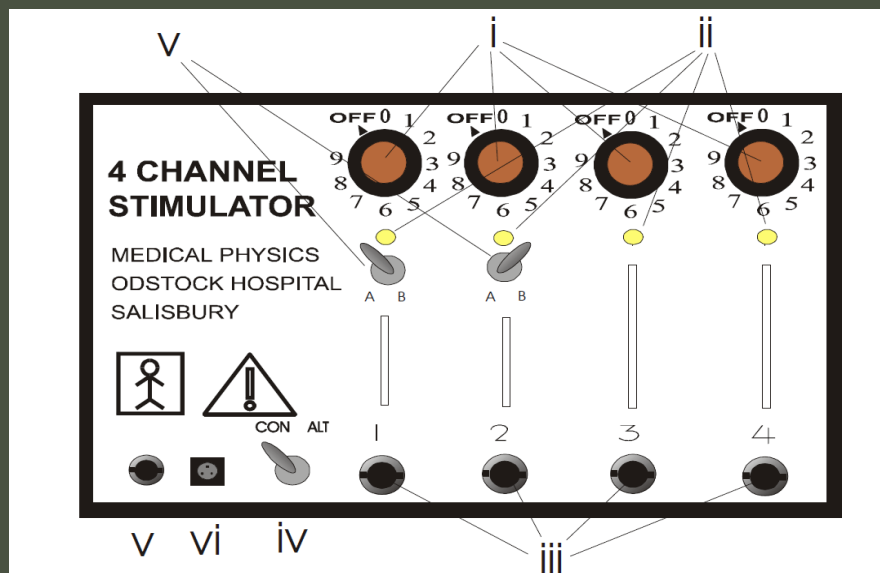


Fig. 1: Interfața aparatului O4CHS

Controlul primar al stimulării se efectuează prin panoul frontal ilustrat în Fig. 1, prevăzut cu patru potențiometre rotative independente de amplitudine cu întrerupător ON/OFF integrat, indicatoare optice LED galbene pentru confirmarea livrării impulsurilor și patru ieșiri jack de 3,5 mm pentru fiecare canal. Un comutator dedicat permite selectarea între modul Continuu (CON), utilizat la setarea inițială a punctelor motorii, și modul Alternativ (ALT), utilizat pentru antrenarea grupelor musculare agoniste și antagoniste.

Secvențierea temporală a canalelor 1 și 2 în modul ALT este stabilită prin comutatoarele de fază A/B, iar panoul include două intrări de control extern: portul V pentru reglarea lății de impuls și portul VI pentru conectarea unui senzor de picior sau comutator manual.

Pentru a preveni modificarea accidentală de către pacient a parametrilor clinici, echipamentul dispune de un panou intern de reglaj situat în compartimentul bateriei, ajustabil prin semireglabile rotative (Fig. 2).

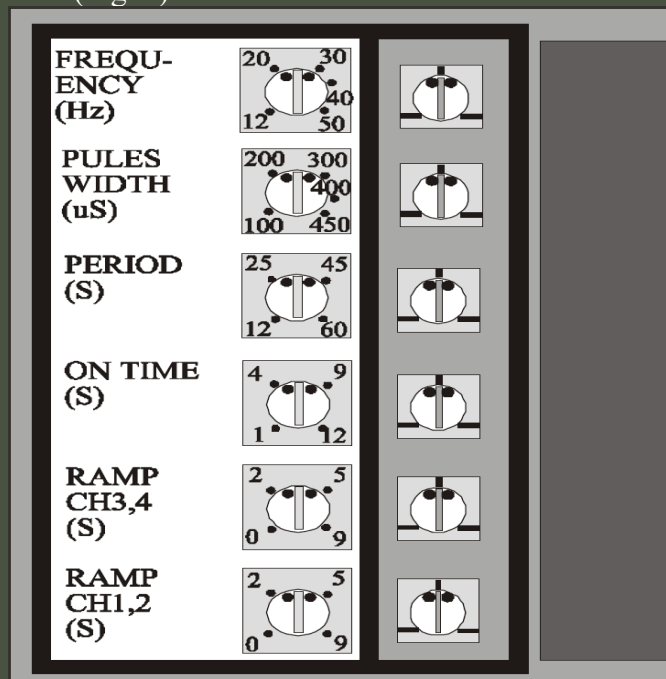


Fig.2: Panou intern de ajustare prin comutatoare rotative

Prin acest panou se pot configura frecvența impulsurilor între 12 Hz și 50 Hz, lățimea de impuls în interval 100–450  $\mu$ s, perioada ciclului alternativ între 12 s și 60 s, timpul de activitate (On Time) între 1 s și 12 s și timpii de rampă crescătoare/descrescătoare între 0 s și 9 s (reglabili separat pentru canalele 1,2 și 3,4). Din punct de vedere al specificațiilor tehnice, O4CHS furnizează un curent de ieșire de 0–115 mA la o sarcină de 1 k $\Omega$ , având garantat un timp de pauză (Dwell Time) de cel puțin 1 secundă între faze pentru prevenirea oboselii musculare și refacerea stocurilor metabolice. Logica stărilor în modul ALT permite activarea combinată a canalelor în două faze succesive, în funcție de poziția comutatoarelor A/B, asigurând o secvențiere flexibilă și adaptată nevoilor de reeducare motrică.

Deși aparatul O4CHS integrează nativ un port de intrare pentru comutatorul de picior (mufa VI), funcționarea sa în configurația comercială standard prezintă anumite limitări în condiții reale de mers. Semnalul brut generat de un senzor mecanic montat în încălțăminte conține oscilații tranzitorii (zgomot de contact / *contact bounce*) induse de șocurile de călcâi, care pot declanșa comutări eronate ale canalelor de stimulare.

Din acest motiv, se impune ca o necesitate inginerescă dezvoltarea unui modul electronic adiacent de adaptare a comutatorului de picior — subiectul central al acestei lucrări de disertație. Acest modul suplimentar asigură filtrarea analogică și debouncing-ul semnalului de la pedală, integrează o logică bistabilă pentru gestiunea alimentării (mod Sleep/Toggle) și comandă o matrice de comutație cu tranzistoare MOSFET. Prin intermediul acestei adaptări, sincronizarea stimulării cu fazele ciclului de mers se realizează complet automat, eliminând riscul declanșărilor false și oferind pacientului un sistem de reabilitare stabil, sigur și ușor de utilizat.

### 3. Circuit de adaptare pentru comutarea automată a canalelor în reabilitarea mersului

Sincronizarea riguroasă a impulsurilor electrice cu dinamica pașilor pacientului reprezintă o cerință tehnică esențială în reabilitarea mersului prin stimularea electrică funcțională. În operarea manuală, schimbarea canalelor de stimulare ar trebui declanșată prin apăsarea unui comutator de mână, însă o reacție voluntară nu poate urmări cu precizie ritmul natural al mersului în fracțiuni de secundă. În plus, utilizarea unui simplu senzor mecanic sub călcâi fără o etapă intermediară de procesare creează probleme din cauza zgomotului de contact (*contact bounce*) și a presiunii fluctuante din timpul pasului. Din aceste motive, modulul electronic de adaptare automatizează schimbarea canalelor la fiecare pas și condiționează semnalul pedalei înainte de a-l transmite stimulatorului O4CHS.

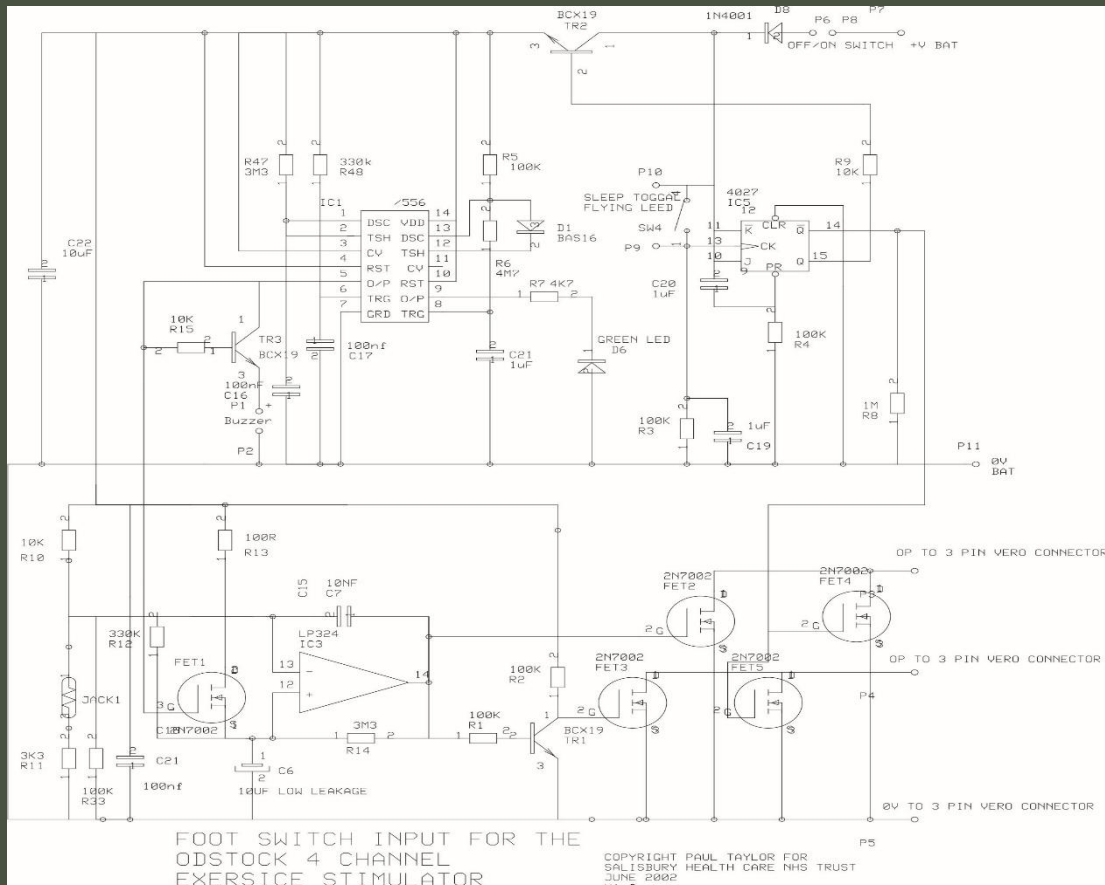


Fig 3: Schema modului de aparate a comutatorului de picior pentru O4CHS (adaptare după Paul Taylor, pentru Salisbury Health care NHS Trust, Iunie 2002)

Pentru gestionarea alimentării (modurile ON/SLEEP), circuitul folosește un bistabil J-K din integratul CD4027 configurat în regim de basculare (*toggle*). Intrările sincroane J și K sunt conectate direct la linia pozitivă de alimentare (+VBAT), astfel încât fiecare impuls aplicat pe intrarea de ceas (CK) inversează starea logică a ieșirii Q. Linia CK este menținută ferm la masa de 0V în repaus printr-o rețea de pull-down formată din rezistența R3 (100 kΩ) și condensatorul C19 (1 μF) pentru a preveni declanșările parazite din zgomot mecanic, iar intrările asincrone CLEAR și PRESET sunt legate la masă.

Ieșirea Q este conectată în baza tranzistorului bipolar TR2 (BCX19/2N2222) prin R9 (10 kΩ). Când Q devine 1 logic (+VBAT), TR2 intră în saturație și deschide linia de alimentare generală, iar când Q devine 0 logic, TR2 se blochează, trecând circuitul în modul *Sleep*. O rezistență de pull-down R8 (1 MΩ) conectată la masă pe ieșirea Q garantează că la introducerea bateriei de 9V modulul pornește întotdeauna într-o stare de siguranță.

Semnalezările de stare sunt controlate independent de temporizatorul dual NE555. Prima sa jumătate este configurată în regim monostabil și comandă un avertizor sonor (*Buzzer*) prin tranzistorul TR3 doar la pornirea aparatului; rețeaua R47 (3,3 MΩ) și C17 (100 nF), alături de legarea pinului de tensiune de control (CV) la +VBAT, asigură o temporizare acustică de

aproximativ 3 secunde pentru confirmarea inițializării. A doua jumătate a integratului funcționează ca un oscilator astabil asimetric pentru aprinderea intermitentă a LED-ului verde D6. Condensatorul C21 (1  $\mu$ F) se încarcă lent prin rezistența R6 (4,7 M $\Omega$ ), durata pauzei în care LED-ul rămâne stins fiind calculată prin formula:  $T_{pauză} = \ln(2) \cdot R_6 \cdot C_{21} = 0,693 \cdot 4,7 \cdot 10^6 \Omega \cdot 1 \cdot 10^{-6} \text{ F} \approx 3,25$  secunde. La atingerea pragului de  $2/3V_{BAT}$ , tranzistorul intern de descărcare comută la masă, polarizând direct dioda rapidă D1 (BAS16/1N4148), care șuntează rezistența R6 și permite descărcarea rapidă a condensatorului în doar câteva milisecunde. În acest scurt interval, ieșirea aprinde scurt LED-ul D6 prin R7 (4,7 k $\Omega$ ), oferind o confirmare optică periodică fără a consuma excesiv din baterie.

Etajul de condiționare preia semnalul de la pedala de picior prin mufa JACK1, unde o rețea rezistivă (R10, R11, R33) și un condensator ceramic C23 (100 nF) filtrează zgomotele de înaltă frecvență. Tranzistorul MOSFET FET1 (2N7002/2N7000) funcționează ca un buffer ce comandă încărcarea condensatorului electrolitic C6 (10  $\mu$ F Low Leakage). Această rețea realizează filtrul de *debouncing*, absorbind micro-oscilațiile mecanice ale călcâiului și transformându-le într-o rampă lină de tensiune. Semnalul ajunge la amplificatorul operațional LM324 configurat ca un comparator Schmitt Trigger. Intrarea inversoare primește o referință fixă  $V_{REF} \approx 0,97 \cdot V_{BAT}$  de la divizorul R10–R12, iar reacția pozitivă realizată prin rezistența R14 (3,3 M $\Omega$ ) și condensatorul C7 (10 nF) introduce un histerezis analogic de 25–30 mV. Această fereastră garantează o comutație fermă și curată a ieșirii (pin 14) chiar și atunci când apăsarea pe pedală este neuniformă.

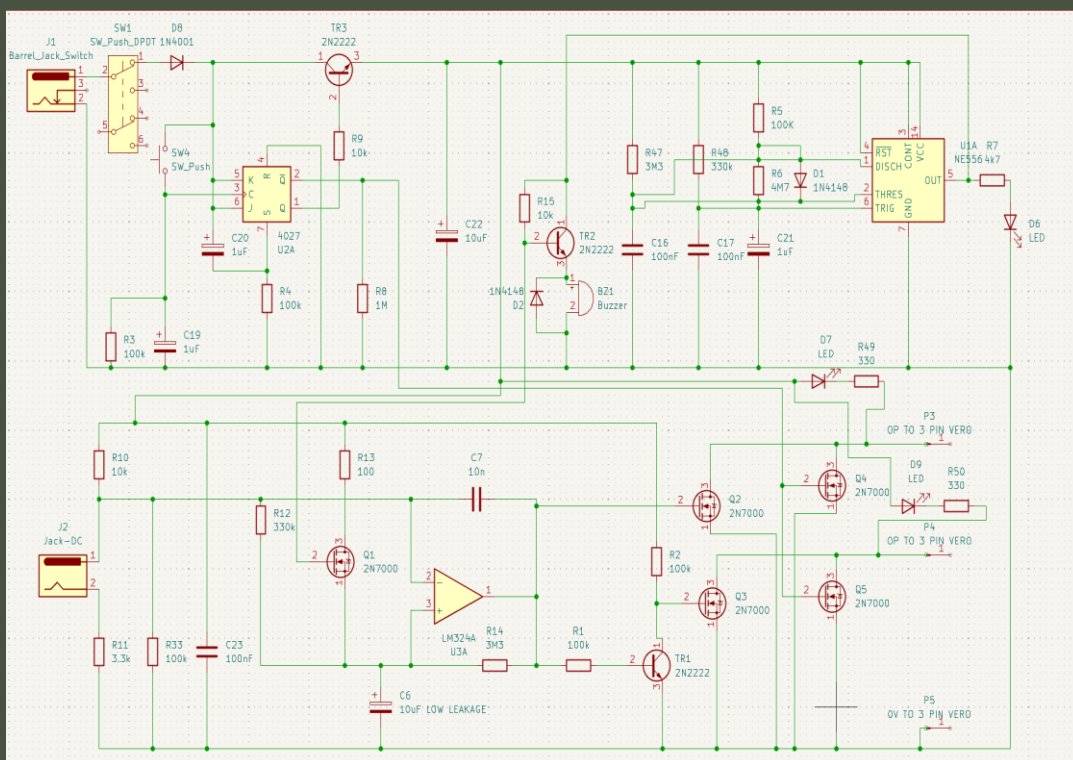
Ieșirea amplificatorului operațional comandă o matrice de patru tranzistoare MOSFET N-canal (2N7000/2N7002) legate în configurație de drenă deschisă (*open-drain*), cu sursele conectate direct la masa de 0V. Rolul acestui etaj este de a efectua comutația pe mufa VI a stimulatorului O4CHS prin conectarea alternativă a liniilor de semnal la masa generală. Cele patru MOSFET-uri sunt împărțite în două perechi complementare, comandate în antifază prin tranzistorul inversor TR1 (BCX19/2N2222). Când piciorul este ridicat (*Foot-Off*), ieșirea amplificatorului este 0V, Perechea 2 (FET2, FET5) este blocată, iar TR1 blocat permite colectorului său tras la +VBAT prin R2 să deschidă Perechea 1 (FET3, FET4), trăgându-le drenele la masa de 0V. Când pacientul calcă pe pedală (*Foot-On*), ieșirea comută la +VBAT, aducând direct Perechea 2 în conducție la masă și saturând tranzistorul TR1, care aduce colectorul la 0V și blochează Perechea 1. În acest mod, legătura de masă pe conectorul de ieșire se mută automat de pe o linie pe alta exact pe durata sprijinului pe picior, asigurând o comutație electronică curată și perfect sincronizată cu mersul.

#### 4. Implementarea practică și testarea circuitului

În urma testelor practice efectuate pe schema prezentată anterior, s-au identificat unele probleme de funcționare ce au impus modificarea și adăugarea unor componente. Pe parcursul testelor, s-a constatat că oscilatorul intern al buzzerului activ disturba buna funcționare a primului temporizator din integratul NE556, blocând ieșirea acestuia în stare activă (ON). Pentru a elimina această problemă, s-a montat o diodă rapidă 1N4148 în paralel cu buzzerul, blocând eficient pulsațiile parazite generate de acesta și restabilind funcționarea normală a circuitului. Dioda a fost conectată cu catodul la borna pozitivă a buzzerului și cu anodul la masă (polul negativ), evitând astfel crearea unui scurtcircuit.

De asemenea, pentru a oferi o confirmare vizuală clară a stărilor de funcționare, au fost amplasate LED-uri indicatoare între linia de alimentare și ieșirile către conectorul VERO. Acestea permit urmărirea comutării ieșirilor în momentul acționării pedalei de picior, având rezistențe de 330  $\Omega$  conectate în serie pentru limitarea curentului. Pentru alimentarea de la bateria de 9V s-a utilizat o mufă jack de tip barrel cu un diametru exterior de 5,1 mm, iar pentru conectarea pedalei de picior s-a optat pentru o mufă mamă audio mono cu diametrul interior de 2,5 mm.

Având în vedere aceste ajustări, disponibilitatea componentelor și alegerea unei arhitecturi through-hole, s-a realizat schema electrică finală, utilizată ca referință pentru realizarea montajelor practice:



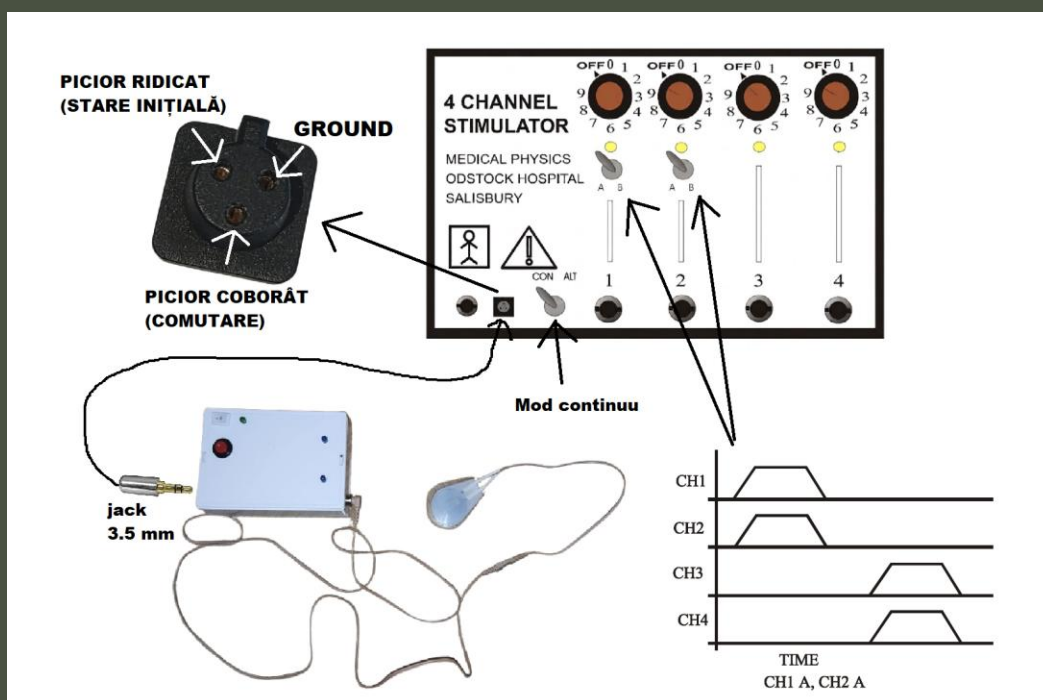


Fig. 6: Setup de test

La nivelul modului de adaptare, comutatorul de picior se conectează prin mufa de 2,5 mm, iar ieșirea modului se leagă la intrarea pentru comutator (mufa VI) a stimulatorului O4CHS printr-un cablu jack de 3,5 mm. Mufa de intrare VI a aparatului conține pini dedicați masei (GROUND), stării inițiale (picior ridicat) și stării de comutare (picior coborât). Pentru ca modulul de adaptare să preia controlul asupra secvențierii prin apăsarea pedalei, comutatorul de mod (IV) al stimulatorului se fixează pe modul continuu (CON). Prin setarea comutatoarelor de fază (Phase switch V) ale canalului 1 și canalului 2 pe poziția A (CH1 A, CH2 A), se obține activarea alternantă a canalelor două câte două: la ridicarea piciorului (starea inițială) sunt active simultan canalele CH1 și CH2 (Faza A), iar la apăsarea pedalei (picior coborât) stimularea comută automat pe canalele CH3 și CH4 (Faza B).

Conform celor prezentate anterior, s-a implementat montajul experimental și a fost testată cu succes funcționalitatea circuitului, așa cum se poate vedea în Fig. 7:

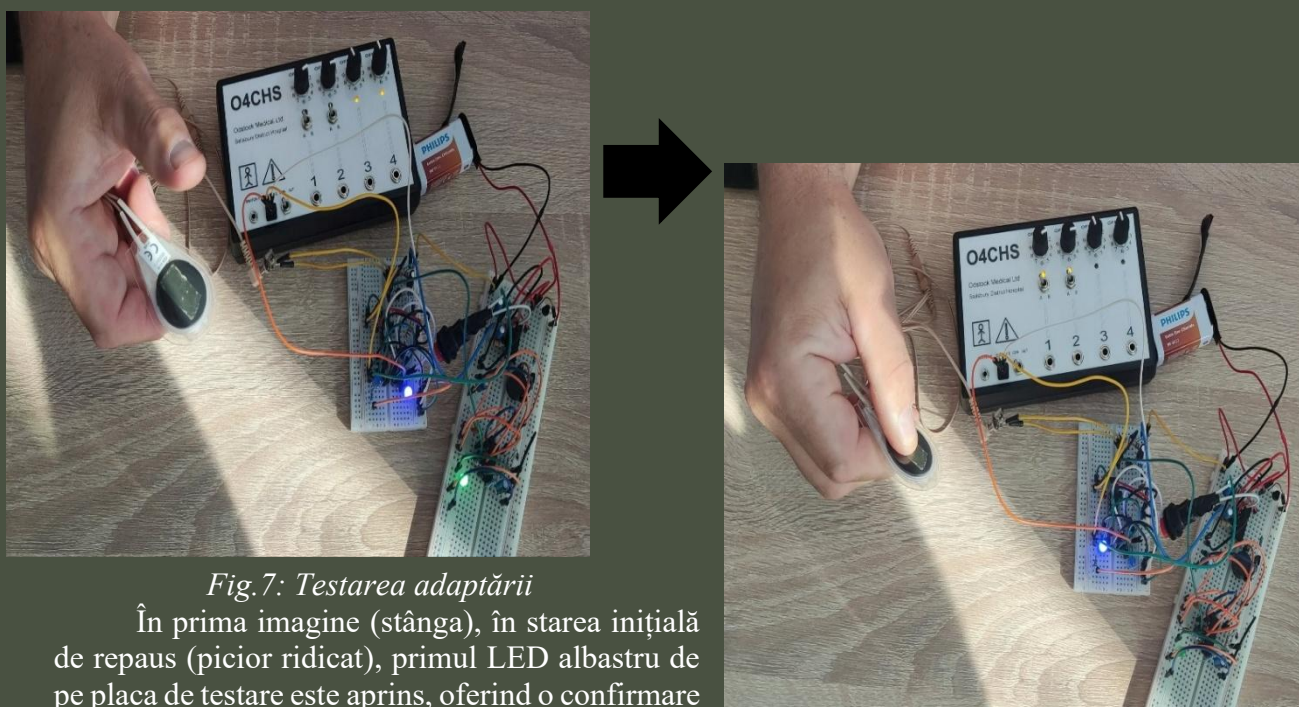


Fig. 7: Testarea adaptării

În prima imagine (stânga), în starea inițială de repaus (picior ridicat), primul LED albastru de pe placa de testare este aprins, oferind o confirmare vizuală locală a liniei de semnal transmise către mufa VI a stimulatorului O4CHS. În paralel, pe panoul frontal al aparatului O4CHS se observă aprinderea LED-urilor galbene indicatoare

aferente primei perechi de canale, dovedind că stimularea este activată corespunzător pe acestea.

În a doua imagine (dreapta), la acționarea mecanică a pedalei de picior, circuitul de adaptare realizează comutarea: pe placa de testare, primul LED se stinge și se aprinde cel de-al doilea, confirmând schimbarea stării logice a semnalului trimis către mufa VI. Această comutație este vizibilă imediat și pe stimulatorul O4CHS, unde LED-urile galbene de pe panoul frontal își schimbă poziția, stingându-se pe prima pereche și aprinzându-se pe cea de-a doua pereche de canale. Astfel, se validează experimental faptul că semnalul de comandă este transmis corect prin mufa VI și că aparatul execută comutarea automată a stimulării două câte două canale.

Pentru a obține un dispozitiv autonom, ergonomic și ușor de configurat, capabil să reziste la manevrare, transport și șocuri mecanice accidentale, s-a optat pentru integrarea permanentă a componentelor pe o placă de prototipare prin lipire. Întregul ansamblu a fost capsulat într-o carcasă compactă din material plastic, eliminând cablurile expuse și facilitând portabilitatea. Această structură oferă o interfață curată, expunând pe panoul exterior doar elementele esențiale pentru utilizator: comutatoarele de comandă, LED-urile de semnalizare a stării și mufele de conectare, așa cum se evidențiază în Fig. 8:



Fig. 8: Ansamblul final al dispozitivului de adaptare pentru mers

## 5. Concluzii

Afecțiunile neuromotorii severe cauzează frecvent deficiențe locomotorii majore, precum imposibilitatea flexiei dorsale a piciorului, context în care Stimularea Electrică Funcțională prin echipamentul Odstock 4 Channel Stimulator (O4CHS) reprezintă o soluție clinică consacrată. Cu toate acestea, versiunea comercială standard a aparatului necesită o adaptare tehnică dedicată a interfeței comutatorului de picior pentru a putea fi utilizată la potențial maxim, într-un mod facil și în condiții de deplină siguranță.

Prezenta lucrare a abordat integrat această problemă prin dezvoltarea unui modul electronic de interfațare, parcurgând etapele de proiectare analitică, implementare fizică și validare experimentală. În faza de proiectare, s-a conceput schema electrică de adaptare, fiind integrate etaje de condiționare a semnalului furnizat de senzor, o unitate logică de comutație și module de temporizare destinate eliminării zgomotului mecanic de contact. Trecerea la prototipul fizic a rezolvat provocările legate de topologia legăturilor, optimizarea șinelor de alimentare și eliminarea cuplajelor parazite.

Ulterior, testele de laborator au confirmat concordanța dintre parametrii calculați și comportamentul real al circuitului, validând funcționarea filtrelor temporale, a secvențelor de semnalizare și a comutației etajelor de ieșire.

În concluzie, cercetarea oferă o soluție inginerescă completă, sigură și replicabilă, materializată într-un dispozitiv compact, robust și pregătit pentru etapa realizării pe cablaj

imprimat. Prin această adaptare, sistemul O4CHS devine considerabil mai intuitiv și mai eficient, îndeplinindu-și cu succes scopul clinic de a îmbunătăți calitatea vieții pacienților prin restaurarea unui tipar natural și independent de deplasare.

## 6. Bibliografie

1. **Dumitriu, D.N.** – *Adaptare pentru mers a aparatului de electrostimulare „Odstock 4 Channel Stimulator”*, Lucrare de disertație, Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași, Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată, 2026.
2. **Poboroniuc, M.** - *Suport de Curs: Controlul Mișcării Biomecanice*, Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași.
3. **Perry, J., & Burnfield, J. M. (2010).** *Gait Analysis: Normal and Pathological Function* (Ediția a 2-a). Editura Slack Incorporated.
4. **Popović, D. B. (2014).** *Advances in functional electrical stimulation (FES)*. Journal of Electromyography and Kinesiology, vol. 24, nr. 6, pp. 795-802.
5. **EBSCO Health & Medicine** - *Functional Electrical Stimulation (FES) Overview and Clinical Applications* (Articol online actualizat: <https://www.ebsco.com/research-starters/health-and-medicine/functional-electrical-stimulation-fes>).
6. **Valkyrie Health & Neurorehab** - *Spinal Cord Injury Recovery and Motor Re-education using FES Technologies* (Articol de specialitate: <https://www.valkyrie-vr.com/blog/spinal-cord-injury-recovery-with-fes>).
7. **National Center for Biotechnology Information (NCBI)** - *Benefits of FES gait training in incomplete spinal cord injury population* (Bază de date medicală NIH: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/books/NBK73670/>).
8. **Jebsen, R. H., Taylor, N., et al. (1969).** *An objective and standardized test of hand function*. Archives of Physical Medicine and Rehabilitation, vol. 50, nr. 6, pp. 311-319.
9. **Lunsford, B. R., & Perry, J. (1995).** *The Physiological Cost Index of walking*. Physical Therapy, vol. 75, nr. 7, pp. 617-623.
10. **Dollar, A. M., & Herr, H. (2008).** *Active orthoses for the lower limbs: An overview*. IEEE Transactions on Robotics, vol. 24, nr. 1, pp. 144-158.
11. **School of Health and Social Care, Bournemouth University & Department of Medical Physics and Biomedical Engineering, Salisbury District Hospital.** *Odstock Four Channel Stimulator (O4CHS) - Clinical and Technical Manual* [Document PDF]. Salisbury: Salisbury NHS Foundation Trust / Department of Medical Physics and Biomedical Engineering: <https://odstockmedical.com/>
12. **Taylor, P. N., & Swain, I. D.** *Odstock Four Channel Stimulator (O4CHS) User Manual & Technical Description*. Salisbury NHS Foundation Trust, Biomedical Engineering Department: <https://odstockmedical.com/>.

## Proiectarea și evaluarea experimentală a unui exoschelet robotic pentru reabilitarea locomotorie pediatrică

Autori: Raischii Vasile, Nastasă Mihnea-Daniel  
Coordonatori: Conf. Univ. Dr. Bioing. Călin Corciovă  
Asist. Univ. Dr. Bioing. Robert Fuior

Universitatea de Medicină și Farmacie “Grigore T. Popa” Iași  
Facultatea de Bioinginerie Medicală  
Specializarea: Bioinginerie

**Rezumat.** Sistemul robotic portabil destinat recuperării locomotorii la pacienții pediatrici cu paraplegie reprezintă o platformă mecatronică concepută pentru asistarea activă a mersului și facilitarea efectuării controlate și repetitive a mișcărilor membrelor inferioare. Sistemul integrează senzori și actuatori electromecanici de precizie, prin intermediul cărora pot fi monitorizate și controlate mișcările articulare pe parcursul ciclului de mers. Arhitectura acestuia urmărește reproducerea unor traiectorii articulare compatibile cu caracteristicile biomecanice ale mersului fiziologic, concomitent cu asigurarea condițiilor necesare pentru menținerea stabilității și siguranței utilizatorului. Utilizarea sistemelor robotice de asistare a mersului în cadrul programelor de recuperare poate permite realizarea unui număr ridicat de cicluri de mișcare într-un mediu controlat, oferind posibilitatea ajustării nivelului de asistență în funcție de cerințele funcționale ale utilizatorului.

Principiul de funcționare al sistemului se bazează pe generarea și controlul asistat al mișcărilor membrelor inferioare prin intermediul unor actuatori electromecanici, acționați și reglați electronic. Aceștia furnizează cuplurile necesare deplasării segmentelor membrelor inferioare în conformitate cu traiectoriile de mișcare stabilite de algoritmul de control. În cadrul ciclului de mers, sistemul trebuie să asigure un nivel corespunzător de rigiditate și stabilitate în faza de sprijin, în timp ce în faza de balans este necesară asigurarea unei mobilități suficiente pentru realizarea mișcării de avans a membrului inferior. Prin modularea nivelului de asistență în funcție de faza ciclului de mers se urmărește obținerea unui compromis între stabilitatea sistemului și libertatea de mișcare a utilizatorului. Această strategie de control contribuie la reducerea constrângerii mecanice asupra mișcărilor articulare și la limitarea apariției unor tipare de mișcare excesiv de rigide, care pot afecta confortul și stabilitatea posturală în timpul utilizării sistemului.

Cuvinte cheie: exoschelet robotic; asistarea mersului; controlul mișcării; biomecanica mersului; actuatori electromecanici;

## 1. INTRODUCERE

În ultimele decenii, progresul rapid al tehnologiei a determinat o schimbare profundă în modul de abordare a reabilitării medicale, în special în cazul afecțiunilor severe ale aparatului locomotor. Integrarea roboticii în acest domeniu a permis dezvoltarea unor soluții terapeutice inovatoare, capabile să susțină în mod activ procesul de recuperare [1]. În acest context, utilizarea unui sistem robotic portabil destinat optimizării recuperării locomotorii în cazul paraplegiei pediatrică reprezintă o direcție modernă de intervenție, orientată spre îmbunătățirea mobilității la copiii afectați de paralizie a membrelor inferioare.

Mai mult decât o simplă aplicație tehnologică, acest tip de sistem reflectă o sinteză între cunoștințele medicale clasice și inovațiile ingineresti actuale. Scopul său principal este de a sprijini copiii în recâștigarea capacității de deplasare, contribuind simultan la dezvoltarea încrederii în sine și la o participare mai activă în viața cotidiană[2].

Din punct de vedere funcțional, aceste sisteme sunt concepute pentru a prelua parțial rolul structurilor afectate, asistând mișcările membrelor inferioare și stimulând activitatea neuromusculară. Ele sunt proiectate astfel încât să reproducă tipare de mișcare apropiate de cele fiziologice, oferind o reeducare adaptată nevoilor individuale ale fiecărui pacient [3]. În cazul copiilor cu paraplegie, intervenția precoce este esențială, deoarece perioada de creștere este decisivă pentru dezvoltarea rețelelor neuronale și organizarea funcțiilor motorii. Prin exerciții repetate și controlate, facilitate de aceste sisteme, este stimulată neuroplasticitatea, adică capacitatea sistemului nervos de a se reorganiza pentru a compensa deficitul existent [4].

De asemenea, dezvoltarea și implementarea acestor soluții evidențiază importanța colaborării dintre multiple domenii, precum ingineria, medicina și tehnologia informației. Introducerea unui sistem robotic portabil destinat optimizării recuperării locomotorii în cazul paraplegiei pediatrice în programele de recuperare nu presupune doar actualizarea metodelor terapeutice, ci și adoptarea unor abordări eficiente și sustenabile. Utilizarea unor instrumente moderne de proiectare, precum Fusion 360, permite realizarea unor structuri precise și evaluarea atentă a performanței componentelor, astfel încât acestea să corespundă cerințelor specifice ale reabilitării pediatrice. Aceste sisteme robotice portabile nu oferă doar suport fizic pentru realizarea mersului, ci contribuie în mod real la îmbunătățirea vieții copiilor cu paraplegie. Prin facilitarea integrării sociale și prin creșterea nivelului de autonomie, ele demonstrează potențialul tehnologiei de a răspunde unor nevoi esențiale, într-un mod adaptat provocărilor actuale.

## 2. MATERIALE ȘI METODE

Sistemul robotic portabil destinat optimizării recuperării locomotorii în cazul paraplegiei pediatrice este conceput să asiste mișcările de bază flexie/extensie de șold, genunchi și gleznă prin intermediul unui sistem mecatronic hibrid.

- Componenta mecanică: structură de tip exoscheletic, concepută pe principii antropomorfe, fiind destinată utilizatorilor cu înălțimi între 120–150 cm și o greutate corporală cuprinsă între 25–40 kg.
- Componenta de acționare: sistem alcătuit din șase motoare pas cu pas capabile să dezvolte un cuplu ridicat, gestionate prin drivere configurabile; performanța acestora este suplimentată prin utilizarea unor angrenaje mecanice care amplifică puterea transmisă, asigurând un control eficient și precis al mișcărilor.
- Componenta de control: include o arhitectură bazată pe două microcontrolere Arduino Mega2560, responsabile de gestionarea și coordonarea mișcărilor sistemului, la care se adaugă un modul ESP32 utilizat pentru transmiterea datelor către o interfață externă; întregul ansamblu este prevăzut cu o interfață de comandă simplificată, concepută pentru o utilizare intuitivă [4].
- comandă simplificată, concepută pentru o utilizare intuitivă.

Proiectarea sistemului robotic a fost realizată în Autodesk Fusion 360, utilizat pentru modelarea tridimensională și ajustarea parametrică a componentelor mecanice [5]. Utilizarea unui model parametric a permis modificarea rapidă a dimensiunilor și a geometriei componentelor în funcție de caracteristicile antropometrice ale utilizatorului și de rezultatele obținute în etapa de testare.

Proiectarea prototipului a pornit de la analiza biomecanicii mersului pediatric, cu accent asupra mișcărilor articulațiilor șoldului, genunchiului și gleznei. Pe baza acestei analize au fost stabilite poziționarea articulațiilor, dimensiunile segmentelor mecanice și amplitudinile de mișcare necesare. Un criteriu important de proiectare a fost alinierea axelor mecanice ale dispozitivului cu axele anatomice ale utilizatorului, pentru a limita mișcările nedorite și solicitările suplimentare asupra membrelor [6].

Din punct de vedere constructiv, prototipul este alcătuit din elemente de susținere și articulații mecanice corespunzătoare segmentelor membrelor inferioare. Componentele sunt dimensionate astfel încât să asigure rigiditatea necesară și, simultan, să mențină masa sistemului la o valoare redusă. Configurația modulară permite ajustarea lungimii segmentelor și a poziției elementelor de fixare pentru adaptarea la dimensiunile utilizatorului pediatric [7].

Fabricarea prototipului (Fig. 1) a fost realizată prin imprimare 3D, tehnologie utilizată

pentru obținerea rapidă a componentelor cu geometrie personalizată. Pentru anumite componente a fost utilizat material PLA+, datorită posibilității de prelucrare prin fabricație aditivă și a accesibilității acestuia. În această etapă, piesele imprimate au fost utilizate pentru verificarea dimensională, asamblarea mecanică și evaluarea funcțională a prototipului [8][9].

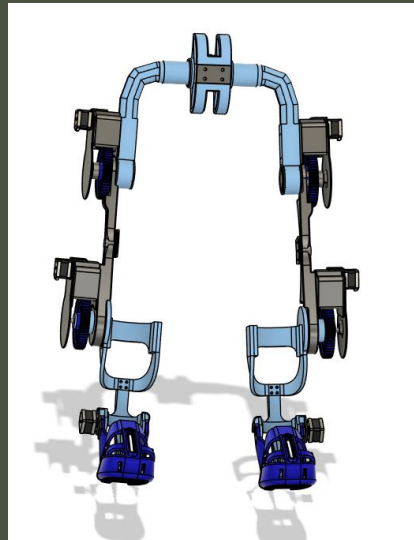


Fig. 1. Model de exoschelet proiectat în Fusion 360

Personalizarea componentelor reprezintă un aspect important al proiectării, deoarece dimensiunile antropometrice diferă între utilizatorii pediatrici și se modifică pe parcursul dezvoltării. Prin modificarea parametrilor geometrici ai modelului CAD pot fi ajustate lungimea segmentelor, poziția articulațiilor și elementele de fixare, fără reproiectarea completă a sistemului [10][11].

Procesul de dezvoltare a avut un caracter iterativ, componentele fiind modelate, fabricate, asamblate și testate succesiv. Rezultatele testării pot fi utilizate pentru modificarea geometriei și optimizarea structurii înaintea fabricării unei noi versiuni. Validarea prototipului urmărește verificarea cinematicii, a amplitudinii mișcărilor articulare, a stabilității structurale și a modului de interacțiune dintre dispozitiv și utilizator.

Structura bazinului a fost concepută ca o structură rigidă, destinată susținerii stabile a trunchiului. Geometria de bază a fost realizată prin extrudare, iar marginile au fost finisate prin aplicarea de filetări, pentru a crește confortul în utilizare. Fixarea utilizatorului este asigurată printr-un sistem de curele reglabile, care oferă atât stabilitate, cât și adaptabilitate. Segmentul femural a fost realizat într-o configurație modulară, utilizând operații de extrudare și asamblare, în timp ce articulația genunchiului a fost proiectată pentru a reproduce cât mai fidel mișcarea naturală a membrului inferior, integrând un mecanism de prindere stabil și sigur. Segmentul tibial-fibular urmează un principiu constructiv similar celui femural, menținând continuitatea structurală a sistemului.

Zona picioarelor este adaptată dimensiunilor specifice ale utilizatorului pediatric, fiind concepută pentru a asigura atât stabilitate, cât și confort pe durata utilizării (Fig. 2).

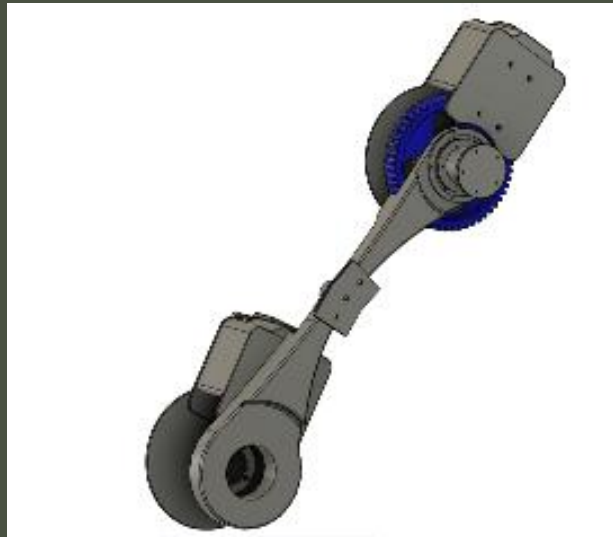


Fig. 2. Model de genunchi proiectat în Fusion 360

Analiza cinematică a sistemului robotic portabil a fost realizată prin corelarea unghiurilor articulare proiectate cu valorile obținute în timpul funcționării. Pentru articulația șoldului, flexia proiectată de  $30\text{--}40^\circ$  (corespunzătoare unei rotații a motorului de  $188\text{--}252^\circ$ ) a generat valori efective de  $20\text{--}30^\circ$ , iar extensia de  $10\text{--}15^\circ$  ( $63\text{--}94^\circ$  rotație a motorului) s-a situat între  $10\text{--}20^\circ$ , indicând o bună concordanță cu mișcarea fiziologică.

La nivelul genunchiului, flexia maximă de  $60\text{--}70^\circ$  ( $180\text{--}210^\circ$  rotație motor) a fost parțial atinsă în timpul testelor, cu valori între  $15\text{--}60^\circ$ , în timp ce extensia a fost menținută în jurul valorii de  $0^\circ$ , pentru asigurarea stabilității în faza de sprijin. În cazul gleznei, flexia plantară ( $20\text{--}30^\circ$ ) și dorsiflexia ( $10\text{--}15^\circ$ ) au generat valori funcționale de  $10\text{--}20^\circ$ , respectiv  $15\text{--}25^\circ$ , evidențiind adaptarea mișcării la contactul cu solul (Tabel 1 și Fig. 3).

Tabel 1. Cinematica articulațiilor membrului inferior în mers.

| Articulație | Mișcare         | Unghi articular       | Unghiul motorului       | Valori în timpul mersului |
|-------------|-----------------|-----------------------|-------------------------|---------------------------|
| Șold        | Flexie          | $30\text{--}40^\circ$ | $188\text{--}252^\circ$ | $20\text{--}30^\circ$     |
| Șold        | Extensie        | $10\text{--}15^\circ$ | $63\text{--}94^\circ$   | $10\text{--}20^\circ$     |
| Genunchi    | Flexie          | $60\text{--}70^\circ$ | $180\text{--}210^\circ$ | $15\text{--}60^\circ$     |
| Genunchi    | Extensie        | $\sim 0^\circ$        | $\sim 0^\circ$          | $\sim 0^\circ$            |
| Glezna      | Flexie plantară | $20\text{--}30^\circ$ | $20\text{--}30^\circ$   | $10\text{--}20^\circ$     |
| Glezna      | Dorsiflexie     | $10\text{--}15^\circ$ | $10\text{--}15^\circ$   | $15\text{--}25^\circ$     |

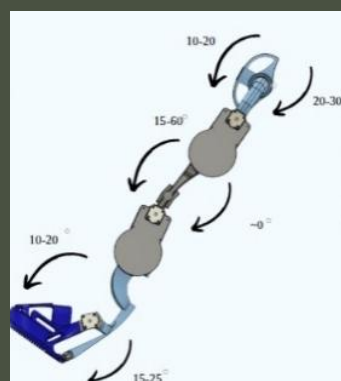


Fig. 3. Caracteristicile cinematice ale articulațiilor membrului inferior în timpul mersului

Odată finalizată structura mecanică a prototipului, etapa următoare a constat în integrarea

sistemului de acționare, control și achiziție a datelor. Acesta are rolul de a genera și coordona mișcările membrilor inferioare, precum și de a monitoriza parametrii asociați interacțiunii dintre dispozitiv și utilizator.

Sistemul de acționare utilizează șase motoare pas cu pas de tip NEMA 17, câte trei pentru fiecare membru inferior, corespunzătoare articulațiilor șoldului, genunchiului și gleznei (Fig. 4). Motoarele NEMA 17, model 42HB34F08AB, au fost utilizate datorită dimensiunilor compacte și posibilității de control precis al poziției unghiulare. Prin comandarea individuală a motoarelor poate fi controlată mișcarea fiecărei articulații, permițând realizarea unei succesiuni coordonate de mișcări necesare reproducerii ciclului de mers.[12]



Fig. 4. Motor pas cu pas NEMA 17

În cadrul sistemelor mecanice utilizate în aplicații de reabilitare, este necesară transformarea turației ridicate a motoarelor electrice în cuplu suficient pentru acționarea articulațiilor. Acest lucru se realizează prin intermediul unor mecanisme de reducere, în cazul de față fiind utilizat un sistem de angrenaje elicoidale în două trepte (Fig. 5). Alegerea angrenajelor elicoidale este motivată de funcționarea lor mai lină, nivelul redus de zgomot și capacitatea de a transmite sarcini mai mari comparativ cu angrenajele cu dinți drepți. Am determinat raportul total de transmisie, cuplul la ieșire, precum și forțele care acționează asupra dinților necesare pentru dimensionarea corectă a sistemului:

Calculul rapoartelor:

$$\text{Treapta 1: } R_1 = \frac{113}{18} \approx 6.28$$

$$\text{Treapta 2: } R_2 = \frac{98}{19} \approx 5.16$$

$$\text{Raport total: } R_{total} = 6.28 \times 5.16 \approx 32.4$$

$$\text{Cuplul la ieșire } T_{out} = 0.31 \cdot 32.4$$

$$T_{out} \approx 10.04 \text{ Nm}$$

$$\text{Calculul forțelor pe dinți (Ft, Fa, Fr)} d = \frac{m \cdot Z}{\cos \beta}$$

$$d_3 = \frac{2 \cdot 19}{\cos 20^\circ} \approx \frac{38}{0.94} \approx 40.4 \text{ mm}$$

$$\text{Forța tangențială Ft : } F_t = \frac{2T}{d}$$

$$F_t = \frac{2 \cdot 1.95}{0.0404} \approx 96.5 \text{ N}$$

$$\text{Forța radială Fr : } F_r = F_t \cdot \tan \alpha$$

$$F_r = 96.5 \cdot \tan 20^\circ \approx 96.5 \cdot 0.364 \approx 35.1 \text{ N}$$

$$F_a = F_t \cdot \tan \beta$$

$$F_a = 96.5 \cdot \tan 20^\circ \approx 35.1 \text{ N}$$

$$\text{Forță tangențială (Ft)} \approx 96.5 \text{ N}$$

$$\text{Forță radială (Fr)} \approx 35.1 \text{ N}$$

Forță axială ( $F_a$ )  $\approx 35.1$  N

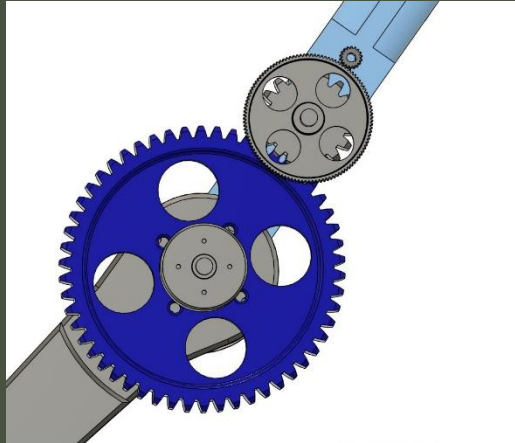
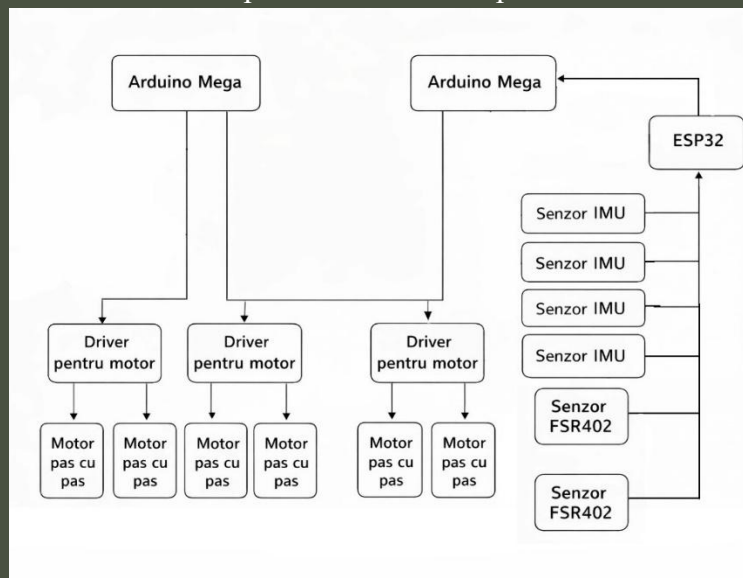


Fig. 5. Mecanismul de reducere

Comanda motoarelor este realizată prin intermediul driverelor A4988, fiecare motor dispunând de un canal de comandă independent. Driverule permit controlul semnalelor de tip



STEP și DIR, prin care sunt stabilite numărul de pași și sensul de rotație al motorului. Pentru limitarea încălzirii componentelor electronice în timpul funcționării, driverule A4988 sunt prevăzute cu radiatoare pentru disiparea căldurii (Fig. 6).

Fig. 6. Schema bloc a sistemului

Arhitectura de control este distribuită și utilizează două plăci Arduino Mega 2560, fiecare fiind alocată unuia dintre membrele inferioare [13]. Fiecare placă controlează trei motoare NEMA 17 prin intermediul driverelor A4988 și generează independent semnalele de comandă pentru articulațiile șoldului, genunchiului și gleznei. Această configurație permite coordonarea mișcărilor celor trei articulații și simplifică gestionarea semnalelor de control (Fig. 7).

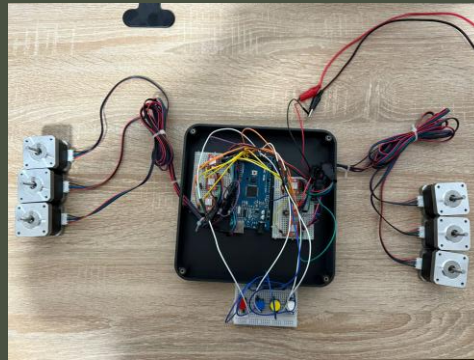


Fig. 7. Circuitul driverelor și al motoarelor

Pentru monitorizarea dinamicii sistemului robotic a fost implementat un subsistem senzorial format din senzori de forță FSR402 (*Force Sensitive Resistor*) și senzori inerțiali de tip IMU (*Inertial Measurement Unit*). Cele două categorii de senzori furnizează informații complementare privind interacțiunea piciorului cu suprafața de sprijin și mișcarea segmentelor sistemului.

Senzorii FSR402 sunt utilizați pentru detectarea contactului dintre talpă și suprafața de sprijin. Aceștia prezintă o rezistență electrică variabilă, a cărei valoare se modifică în funcție de forța aplicată pe suprafața sensibilă. Semnalul electric obținut poate fi condiționat și interpretat de sistemul de achiziție pentru identificarea stărilor de contact și non-contact ale piciorului. Prin aplicarea unui prag de detecție asupra semnalului FSR poate fi determinat momentul apariției sau pierderii contactului cu suprafața de sprijin. Aceste informații sunt relevante pentru identificarea principalelor faze ale ciclului de mers și pentru sincronizarea acționării cu starea mecanică a membrului inferior.

Senzorii IMU sunt utilizați pentru caracterizarea mișcării și orientării segmentelor monitorizate. O unitate IMU integrează, în funcție de configurație, accelerometre și giroscopae, iar unele dispozitive includ și magnetometre. Accelerometrul furnizează informații privind accelerațiile măsurate pe axele sensorului, în timp ce giroscopul furnizează vitezele unghiulare. Prin prelucrarea și fuziunea acestor informații pot fi estimate variațiile de orientare și parametrii cinematici ai segmentelor pe care sunt montați senzorii. Datele IMU permit astfel analiza modificărilor de poziție și orientare asociate mișcării membrelor inferioare.

Integrarea informațiilor provenite de la FSR402 și IMU permite corelarea stării de contact a piciorului cu dinamica segmentelor mecanice [14]. De exemplu, variația semnalului FSR poate indica trecerea dintre fazele de sprijin și oscilație, în timp ce datele IMU permit caracterizarea mișcării segmentului în aceeași perioadă. Această corelare oferă o descriere mai completă a ciclului de mers decât utilizarea independentă a unei singure categorii de senzori.

Semnalele furnizate de senzori sunt preluate și procesate de microcontrolerul ESP32. Acesta realizează achiziția datelor, prelucrarea inițială a semnalelor și transmiterea parametrilor către interfața grafică de monitorizare. Prin această arhitectură pot fi urmărite în timp real atât starea de contact a piciorului, cât și parametrii inerțiali ai segmentelor monitorizate. Datele achiziționate pot fi, de asemenea, înregistrate și utilizate ulterior pentru analiza experimentală a comportamentului sistemului (Fig. 8).

Din punct de vedere funcțional, subsistemul senzorial reprezintă o componentă importantă pentru dezvoltarea unei strategii de control bazate pe starea reală a sistemului. Identificarea contactului cu suprafața de sprijin prin intermediul senzorilor FSR402 și monitorizarea mișcării prin intermediul senzorilor IMU pot furniza informațiile necesare pentru determinarea fazei ciclului de mers. Pe baza acestor informații, într-o etapă ulterioară, comanda motoarelor poate fi adaptată în funcție de faza de mers și de răspunsul utilizatorului, trecând de la o comandă exclusiv bazată pe traiectorii prestabilite la o strategie de control asistată de informații senzoriale.



Fig. 8. Sistem robotic portabil pentru optimizarea recuperării locomotorii în paraplegia de vârstă pediatrică

Pentru controlul fiecărei articulații a fost implementat un regulator de tip PID, ai cărui parametri au fost determinați experimental și ulterior ajustați în vederea obținerii unui răspuns stabil și a reducerii oscilațiilor [15]. În urma testelor preliminare s-a observat un timp de răspuns redus, precum și o eroare staționară minimă în procesul de urmărire a poziției de referință. Aceste caracteristici contribuie la obținerea unor mișcări controlate și precise ale articulațiilor.

Evaluarea răspunsului dinamic al sistemului de control a fost realizată prin aplicarea unei comenzi de tip treaptă. Rezultatele obținute au evidențiat un timp de răspuns redus și absența unor oscilații semnificative în regimul tranzitoriu. Aceste observații indică o ajustare corespunzătoare a parametrilor regulatorului PID și susțin capacitatea sistemului de a genera mișcări stabile, controlate și precise (Fig. 9).

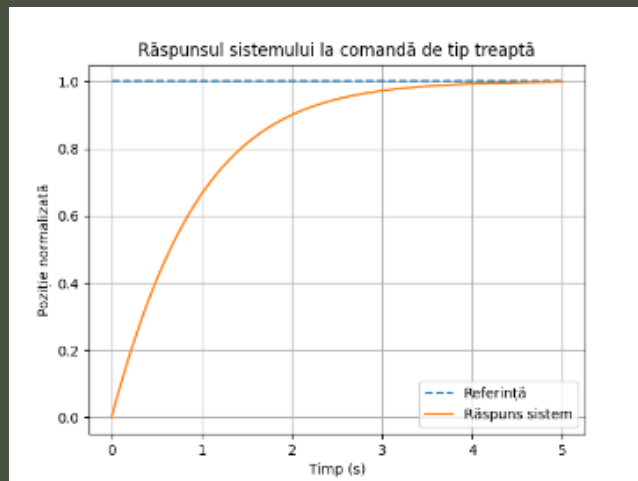


Fig. 9. Răspunsul sistemului la comanda de tip treaptă

### 3. REZULTATE ȘI DISCUȚII

În urma etapelor de proiectare, fabricație și asamblare a fost realizat prototipul funcțional al sistemului robotic portabil destinat asistării mișcărilor membrilor inferioare (Fig. 10). Testarea experimentală a fost efectuată în condiții de laborator, fără pacient și fără manechin, urmărindu-se funcționarea mecanică, sistemul de acționare, controlul pozițional și achiziția datelor senzoriale.

Analiza cinematică a evidențiat diferențe între valorile proiectate și cele obținute

experimental. Pentru șold, flexia proiectată de 30–40° a fost realizată în intervalul 20–30°, iar extensia proiectată la 10–15° a prezentat valori de aproximativ 10–20°. La genunchi, flexia proiectată de 60–70° a fost obținută experimental în intervalul 15–60°. Pentru gleznă au fost înregistrate valori de 10–20° pentru flexia plantară și 15–25° pentru dorsiflexie.

Testele funcționale au inclus acționarea individuală a articulațiilor și executarea unor secvențe repetitive de mișcare. Sistemul a executat comenzile programate fără blocaje mecanice majore sau oscilații semnificative în condițiile testate. Cele șase motoare au putut fi comandate independent, însă comportamentul sistemului sub sarcină nu a fost caracterizat în această etapă.

Subsistemul senzorial a permis achiziția datelor de la senzorii FSR402 și IMU. Senzorii FSR402 au fost utilizați pentru identificarea contactului dintre talpă și suprafața de sprijin, iar senzorii IMU pentru monitorizarea mișcării și orientării segmentelor.

Diferențele dintre valorile proiectate și cele experimentale pot fi asociate jocurilor mecanice, toleranțelor de fabricație, deformării componentelor imprimate 3D, nealinerii axelor articulare și eventualelor pierderi de pași ale motoarelor. În cazul genunchiului, abaterea mai mare a amplitudinii de flexie indică necesitatea optimizării mecanismului de transmisie și a parametrilor de comandă [16].

Un aspect important îl reprezintă limitele mecanice ale articulațiilor. Acestea trebuie corelate cu limitele software pentru a preveni depășirea domeniului de mișcare proiectat, coliziunile dintre componente și suprasolicitarea structurii. În plus, rigiditatea și rezistența componentelor imprimate 3D trebuie evaluate în condiții de solicitare repetată.

Integrarea FSR402 și IMU oferă informații complementare privind contactul plantar și dinamica segmentelor. Corelarea acestor date poate permite identificarea fazelor ciclului de mers și constituie baza dezvoltării unei strategii de control adaptiv, în care comanda motoarelor să fie ajustată în funcție de starea sistemului și de răspunsul utilizatorului.

Din punct de vedere al siguranței, testarea inițială fără pacient a permis evaluarea prototipului într-un mediu controlat. Pentru etapele următoare sunt necesare limite mecanice și software pentru fiecare articulație, un sistem de oprire de urgență, verificarea conexiunilor electrice, monitorizarea temperaturii motoarelor și driverelor și testarea comportamentului în cazul pierderii semnalului de comandă.



Fig. 10. Prototipul asamblat al sistemului robotic pentru asistarea mersului pediatric.

#### 4. CONCLUZII

Lucrarea a avut ca obiectiv proiectarea și realizarea unui sistem robotic portabil destinat asistării mișcărilor membrilor inferioare, având ca direcție de aplicare recuperarea locomotorie în cazul paraplegiei pediatrice. Prin integrarea subsistemelor mecanic, de acționare, control și senzorial a fost dezvoltat un prototip funcțional, evaluat experimental în condiții de laborator.

Rezultatele obținute confirmă fezabilitatea conceptului propus și demonstrează posibilitatea realizării unui sistem compact și modular capabil să genereze mișcări controlate ale

articulațiilor membrului inferior. Arhitectura propusă permite integrarea informațiilor senzoriale în procesul de monitorizare și creează premisele dezvoltării unor strategii de control mai adaptate condițiilor reale de utilizare.

O contribuție importantă a lucrării o reprezintă utilizarea fabricației aditive pentru realizarea structurii prototipului, ceea ce permite modificarea și adaptarea rapidă a componentelor în funcție de cerințele constructive și antropometrice. În același timp, integrarea senzorilor FSR402 și IMU oferă o bază pentru monitorizarea interacțiunii cu suprafața de sprijin și a dinamicii segmentelor mecanice.

Studiul prezintă însă o etapă de dezvoltare și validare experimentală la nivel de laborator. În această etapă nu au fost efectuate teste pe utilizatori umani, iar performanța sistemului în condiții reale de încărcare și utilizare nu a fost încă evaluată. Prin urmare, sunt necesare cercetări suplimentare privind repetabilitatea mișcărilor, comportamentul mecanic sub sarcină, validarea sistemelor de siguranță și evaluarea răspunsului senzorial.

În perspectivă, dezvoltarea unei strategii de control adaptiv bazată pe informațiile furnizate de sistemul senzorial, împreună cu optimizarea structurii mecanice și validarea experimentală progresivă, poate contribui la creșterea funcționalității și a gradului de personalizare a prototipului. Astfel, lucrarea constituie o bază tehnică pentru dezvoltarea ulterioară a unor sisteme robotice portabile destinate asistării procesului de recuperare locomotorie.

## 5. BIBLIOGRAFIE

1. Gonzalez, A., Garcia, L., Kilby, J., & McNair, P. (2021). *Robotic devices for paediatric rehabilitation: a review of design features*. BioMedical Engineering OnLine, 20, 89. DOI: 10.1186/s12938-021-00920-5.
2. Cumplido, C., Delgado, E., Ramos, J., et al. (2021). *Gait-assisted exoskeletons for children with cerebral palsy or spinal muscular atrophy: A systematic review*. NeuroRehabilitation, 49(3), 333–348. DOI: 10.3233/NRE-210135.
3. Lerner, Z. F., Damiano, D. L., Park, H.-S., Gravunder, A. J., & Bulea, T. C. (2017). *A Robotic Exoskeleton for Treatment of Crouch Gait in Children With Cerebral Palsy: Design and Initial Application*. IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, 25(6), 650–659. DOI: 10.1109/TNSRE.2016.2595501.
4. Tansey, K. E. (2010). *Neural plasticity and locomotor recovery after spinal cord injury*. PM&R, 2(12 Suppl 2), S220–S226. DOI: 10.1016/j.pmrj.2010.10.007.
5. Autodesk. *Autodesk Fusion – 3D CAD, CAM, CAE & PCB Cloud-Based Software*. Autodesk.
6. Winter, D. A. (1991). *The Biomechanics and Motor Control of Human Gait: Normal, Elderly and Pathological*. 2nd ed. University of Waterloo Press. ISBN 0-88898-105-8.
7. Choo, Y. J., Boudier-Revéret, M., & Chang, M. C. (2020). *3D printing technology applied to orthosis manufacturing: narrative review*. Annals of Palliative Medicine, 9(6), 4262–4270. DOI: 10.21037/apm-20-1185.
8. Rybicki, F. J., & Grant, G. T. (eds.). (2017). *3D Printing in Medicine: A Practical Guide for Medical Professionals*. Springer. DOI: 10.1007/978-3-319-61924-8.
9. Rojek, I., Mikołajewski, D., Dostatni, E., & Macko, M. (2020). *AI-Optimized Technological Aspects of the Material Used in 3D Printing Processes for Selected Medical Applications*. Materials, 13(23), 5437. DOI: 10.3390/ma13235437.
10. Goetstouwers, S., Kempink, D., The, B., Eygendaal, D., van Oirschot, B., & van Bergen, C. J. A. (2022). *Three-dimensional printing in paediatric orthopaedic surgery*. World Journal of Orthopedics, 13(1), 1–10. DOI: 10.5312/wjo.v13.i1.1.
11. Benady, A., Gortzak, Y., Ovadia, D., et al. (2025). *Advancements and applications of 3D printing in pediatric orthopedics: A comprehensive review*. Journal of Children's Orthopaedics, 19(2), 119–138. DOI: 10.1177/18632521251318552.
12. Olimex Ltd. *SM-42HB34F08AB NEMA 17 Stepper Motor*. Olimex, specificații tehnice: 12 V, 1.33 A/fază, cuplu de menținere 22 N·cm, unghi de pas 1.8°, dimensiuni 42 × 42 × 34 mm.
13. Goo, A. C. C. (2022). *Development and Control of a Pediatric Lower Limb Exoskeleton for Gait Guidance*. Doctoral dissertation, Cleveland State University.
14. Liu, X., Zhang, S., Yao, B., Yu, Y., Wang, Y., & Fan, J. (2021). *Gait phase detection based on inertial measurement unit and force-sensitive resistors embedded in a shoe*. Review of Scientific Instruments, 92(8), 084708. DOI: 10.1063/5.0056893.
15. Andersson, R., Cronhjort, M., & Chilo, J. (2024). *Wireless PID-Based Control for a Single-Legged Rehabilitation Exoskeleton*. Machines, 12(11), 745. DOI: 10.3390/machines12110745.
16. Jiang, J., Chen, P., Peng, J., Qiao, X., Zhu, F., & Zhong, J. (2023). *Design and Optimization of Lower Limb Rehabilitation Exoskeleton with a Multiaxial Knee Joint*. Biomimetics, 8(2), 156. DOI: 10.3390/biomimetics8020156.
17. *Lower Limb Exoskeleton for Gait Guidance*. Doctoral dissertation, Cleveland State University..

## ARHITECTURĂ ROBOTICĂ AUTONOMĂ PENTRU APLICAȚII BIOMEDICALE UTILIZÂND FUZIUNEA SENZORIALĂ ȘI INTELIGENȚA ARTIFICIALĂ

Autori: Nastasă Mihnea-Daniel, Raischii Vasile  
Coordonatori: Conf. Univ. Dr. Bioing. Călin Corciovă  
Asist. Univ. Dr. Bioing. Robert Fuior

Universitatea de Medicină și Farmacie “Grigore T. Popa” Iași  
Facultatea de Bioinginerie Medicală  
Specializarea: Bioinginerie

**Rezumat.** Lucrarea prezintă proiectarea și dezvoltarea unei arhitecturi robotice autonome destinate explorării unor aplicații biomedicale, bazată pe integrarea inteligenței artificiale, a percepției vizuale și a informațiilor senzoriale în procesul de control al mișcării și manipulării obiectelor. Sistemul utilizează o arhitectură distribuită, având ca unitate centrală de procesare un Raspberry Pi 5, conectat la două microcontrolere Arduino Mega 2560 dedicate controlului actuatorilor și achiziției datelor senzoriale. Structura mecanică, realizată prin fabricație aditivă, integrează servomotoare pentru acționarea articulațiilor și a degetelor, precum și senzori de presiune pentru furnizarea informațiilor de contact în timpul prehensiunii.

Percepția mediului este realizată prin procesarea imaginilor și detecția obiectelor utilizând algoritmul YOLO, informațiile vizuale fiind corelate cu datele senzoriale pentru identificarea obiectelor, estimarea poziției acestora și adaptarea comenzilor de manipulare. Arhitectura permite integrarea procesării de nivel înalt, a controlului cinematic și a feedback-ului senzorial într-un sistem unitar, capabil să execute autonom secvențe de detecție, poziționare și prehensiune.

Prototipul realizat demonstrează fezabilitatea tehnică a arhitecturii propuse și posibilitatea implementării unei platforme robotice modulare, scalabile și cu cost redus pentru dezvoltarea și evaluarea unor viitoare aplicații biomedicale. Etapele ulterioare vor urmări cuantificarea performanțelor sistemului prin evaluarea preciziei și repetabilității poziționării, a performanțelor detecției obiectelor, a ratei de succes a prehensiunii și a timpului de răspuns al sistemului.

Cuvinte cheie: robotică biomedicală, inteligență artificială, fuziune senzorială, YOLO, manipulare robotică, Raspberry Pi, prehensiune.

### 1. Introducere

Robotica biomedicală modernă integrează inteligența artificială pentru a dezvolta sisteme de asistență clinică capabile de interacțiuni umane complexe și sigure. Arhitectura propusă în această lucrare este coordonată de un microcomputer Raspberry Pi 5, utilizat pentru controlul în timp real și procesarea limbajului natural, demonstrând eficiența limbajului Python în gestionarea sistemelor robotice autonome. Această unitate centrală asigură o ierarhie decizională optimă, separând procesele cognitive de nivel înalt de execuția motrică propriu-zisă.[1]

Sistemul de locomoție și manipulare, definit prin cele 40 de grade de libertate, îmbină puterea articulațiilor mari cu precizia necesară controlului digital fin. Această configurație biomimetică facilitează o manipulare dexteră a obiectelor medicale, esențială în contextul asistenței pacienților. Întregul ansamblu este susținut de o strategie de fuziune multi-senzorială, care permite robotului o percepție avansată și o adaptare dinamică la mediul clinic. Astfel, prin utilizarea componentelor accesibile, proiectul demonstrează fezabilitatea unei platforme autonome performante, capabilă să asigure suport în reabilitare și monitorizare fără costurile prohibitive ale echipamentelor specializate.[2]

## 2. Materiale și metodă

### Arhitectura generală

Procesul de dezvoltare a început cu proiectarea asistată de calculator (CAD), întreaga structură fiind modelată integral în mediul Autodesk Fusion 360. Brațul robotic și componentele structurale au fost realizate prin tehnologia de imprimare 3D FDM (Fused Deposition Modeling) (Fig. 1), utilizând imprimante de înaltă precizie de la Bambu Lab.[3]

Pentru componenta structurală s-a optat pentru filamentul PLA+, material ce prezintă performanțe mecanice sporite și un coeficient redus de deformare dimensională comparativ cu PLA standard. Parametrii de imprimare au fost setați cu o densitate variabilă de umplere, având ca scop optimizarea raportului masă-rezistență la torsiune în zonele articulațiilor. [4]



Fig. 1. Componente structurale fabricate prin printare 3D.

Stadiul de procesare este coordonat de o unitate Raspberry Pi 5 dotată cu 8 GB RAM, care rulează Ubuntu (Tabel 1). Întreaga logică de control de nivel înalt este dezvoltată în Python, profitând de bibliotecile pentru AI și robotică. Această unitate îndeplinește sarcinile cele mai complexe: executarea scripturilor Python pentru inferența în timp real a rețelelor neuronale convoluționale, calcularea cinematicii inverse prin metode numerice și coordonarea fluxului de date. Utilizarea Python permite o integrare rapidă între modulele de procesare vizuală/tactilă și protocoalele de comunicare.[5]

Tabel 1. Specificații Raspberry Pi 5 8GB relevante pentru sistemul propus.

| Parametru         | Valoare                                  |
|-------------------|------------------------------------------|
| Procesor          | Broadcom BCM2712, 4x Cortex-A76 @ 2.4GHz |
| Memorie RAM       | 8 GB LPDDR4X-4267                        |
| Stocare           | MicroSD + NVMe SSD via PCIe 2.0 x1       |
| Interfețe seriale | 2x UART, SPI, I2C, 40 pini GPIO(3.3V)    |

|              |                              |
|--------------|------------------------------|
| Alimentare   | 5V / 5A, USB-C PD            |
| Consum tipic | 5-7 W ( sarcină completă AI) |

Arhitectura de coordonare asigură legătura dintre procesarea AI și execuția mecanică, utilizând două unități Arduino Mega 2560. Comunicarea cu scriptul principal de pe Raspberry Pi se efectuează prin interfețe UART. Task-urile sunt partajate astfel: MCU-A controlează mișcările articulare ale brațului, iar MCU-B asigură controlul degetelor și achiziția datelor de la senzori. [6]

Subsistemul de execuție și senzorică integrează componenta mecanică activă. Mișcarea este generată printr-un ansamblu mixt de servomotoare, combinând modele TD-8120MG pentru cuplu ridicat cu unități MG996R pentru poziționarea de precizie a degetelor. Controlul pozițional este realizat prin semnale PWM generate pe baza comenzilor procesate la nivel cognitiv.[7]

Brațul robotic este realizat ca un lanț cinematic serial, în care fiecare articulație este acționată de un servomotor TD-8120MG (20 kg·cm, 0–180°), fiecare reprezentând un grad de libertate. [8] Poziția efectorului final depinde de unghiurile articulațiilor  $\theta_i$  și poate fi descrisă prin compunerea transformărilor corespunzătoare fiecărui segment:

$$T = \prod_{i=1}^n T_i(\theta_i) \quad (1)$$

Determinarea cinematică a unghiurilor pentru atingerea poziției țintă utilizează o metodă de mapare geometrică simplificată, derivată din calibrarea experimentală a sistemului. Acționarea motoarelor se realizează prin intermediul semnalelor PWM furnizate de Arduino Mega (interval de 1–2 ms la 50 Hz), direct proporționale cu pozițiile unghiulare dorite. Corecția erorilor de poziție este executată intern de servomotoare pe baza unei bucle de reglare de tip PID.[9][10]

Componenta de inteligență artificială utilizează rețeaua neuronală convoluțională YOLO (*You Only Look Once*) pentru detecția în timp real a obiectelor. Aceasta permite detecția concurentă și localizarea spațială a obiectelor din imagine, prin generarea de *bounding box-uri* și indici de încredere (Fig. 2).[11]

Practic, imaginile preluate de camera Raspberry sunt convertite pe unitatea de calcul în regiuni de interes conținând coordonatele obiectelor detectate. Aceste date spațiale sunt mapate în sistemul de referință cartesian al manipulatorului robotic, permițând generarea traiectoriilor de manipulare.[12]

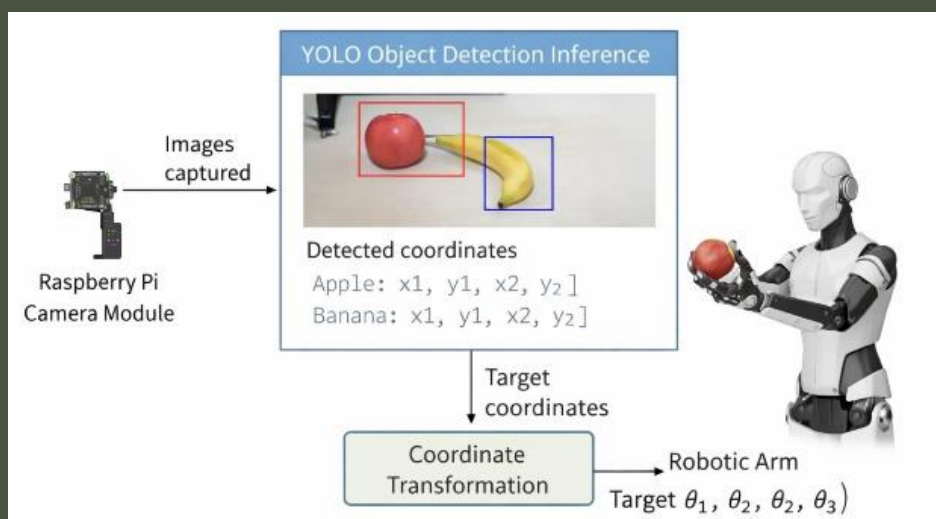


Fig. 2. Fuziunea datelor provenite de la senzori vizuali și de proximitate pentru controlul unui braț robotic humanoid utilizând detecția YOLO.

### Arhitectură electronică și senzorială

Integrarea cu sistemul de control se realizează prin transmiterea acestor poziții către modulul de comandă al actuatorilor, unde sunt convertite în unghiuri ale articulațiilor. Astfel, YOLO nu este utilizat doar pentru recunoaștere, ci și ca element activ în bucla de control, contribuind direct la luarea deciziilor și la execuția mișcărilor robotului.

Această abordare permite realizarea unei detecții rapide și eficiente, adecvată cerințelor de operare în timp real ale sistemului, fără a introduce o complexitate computațională excesivă.[13][14]

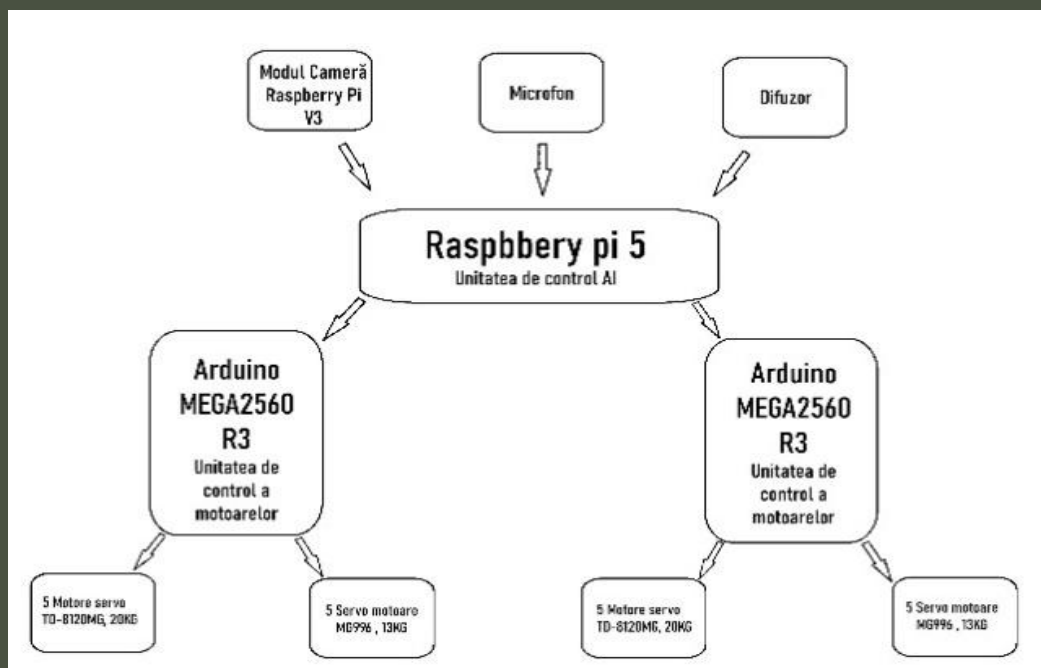


Fig. 3. Schema bloc a arhitecturii autonome robotice.

La interfațarea modulelor s-a acordat o atenție deosebită diferențelor de tensiune, utilizând transatoare de nivel logic pentru a proteja pinii GPIO de 3,3 V ai Raspberry Pi la contactul cu semnalele de 5 V ale platformei Arduino. Din punct de vedere software, comunicarea serială a fost optimizată în Python, pentru a asigura o comunicare sigură și rapidă între Raspberry Pi și platforma Arduino (5 V), am folosit convertoare de nivel logic.

### Algoritmul de control

Ca unități intermediare de control am ales două plăci Arduino Mega 2560, datorită numărului mare de pini disponibili. Acestea rulează un cod eficient, bazat pe întreruperi la fiecare milisecundă, care actualizează mișcările motoarelor, citește datele de la senzorii de presiune printr-un multiplexor analogic și calculează în timp real ajustările necesare (Fig. 3 ). [15]

Pe partea mecanică, am folosit două tipuri de servomotoare pentru a echilibra forța cu precizia. Articulațiile mari (umăr, cot), care susțin greutatea și preiau forțele externe, sunt acționate de motoare industriale TD-8120MG cu angrenaje metalice, alimentate stabil printr-un convertor dedicat. În schimb, pentru încheietură și degete am optat pentru motoarele MG996R, mult mai compacte. Această configurație permite controlul independent al fiecărui deget, oferind

robotului dexteritatea necesară pentru a executa prinderi complexe, o funcție esențială (Tabel 2 ).

Tabel 2. Comparație parametri servomotoare utilizate în sistem.

| Parametru           | TD-8120MG                    | MG996R               |
|---------------------|------------------------------|----------------------|
| Aplicație           | Articulații mari (umăr, cot) | Degete, încheietură  |
| Cuplu (6 V)         | 20 kg*cm                     | 9.4 kg*cm            |
| Cuplu ( 7.4 V)      | 25 kg*cm                     | 11 kg*cm             |
| Viteză (60°)        | 0.18 s @ 6V                  | 0.17 s @ 4.8V        |
| Angrenaje           | Metal dublu                  | Metal                |
| Precizie unghiulară | $\pm 0.1^\circ$              | $\pm 0.15^\circ$     |
| Control             | PWM 500-2500 $\mu s$         | PWM 500-2500 $\mu s$ |

Arhitectura electrică a sistemului a fost concepută pentru a asigura o distribuție eficientă și sigură a energiei la nivelul întregului ansamblu. Alimentarea principală este preluată de la o sursă de 12 V și divizată în mai multe ramuri dedicate:

Tensiunile de alimentare utilizate:

- **7,2 V:** destinată servomotoarelor de mare putere (TD-8120MG);
- **6 V:** alocată servomotoarelor de tip MG996R, utilizate pentru acționarea degetelor;
- **5 V:** rezervată alimentării unității de calcul Raspberry Pi 5 și a celorlalte componente logice.

În vederea menținerii integrității semnalului, s-au utilizat convertoare de nivel logic între placa Raspberry Pi (care operează la 3,3 V) și microcontrolerul Arduino (5 V), garantând astfel o comunicare UART stabilă. De asemenea, senzorii de presiune de tip FSR (Force Sensitive Resistor) sunt integrați în circuite divizoare de tensiune, convertind mărimea fizică a forței în semnale analogice achiziționate de Arduino (Fig. 4).

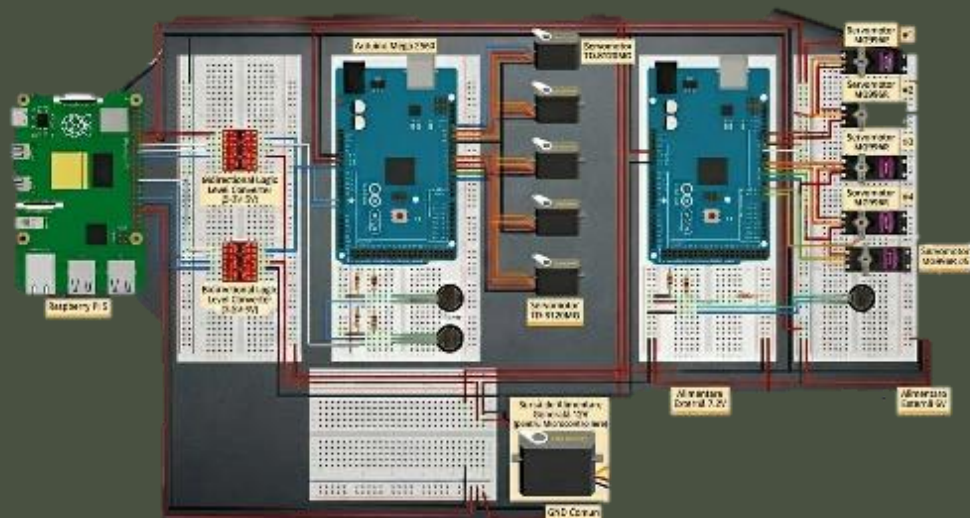


Fig. 4. Schema electrică a sistemului

## Fuziunea senzorială

Pentru realizarea comportamentului autonom al sistemului robotic, informațiile provenite de la diferitele module senzoriale sunt integrate într-un flux comun de procesare. Fuziunea senzorială are rolul de a combina informațiile vizuale utilizate pentru identificarea și localizarea obiectelor cu informațiile furnizate de senzorii de proximitate și de senzorii de presiune integrați

la nivelul efectorului final.

Fluxul de procesare începe cu achiziția imaginilor de la camera conectată la unitatea Raspberry Pi 5. Algoritmul YOLO este utilizat pentru identificarea obiectului și determinarea poziției acestuia în imagine, furnizând clasa obiectului, coordonatele regiunii detectate și nivelul de încredere al detecției. Informațiile vizuale sunt utilizate pentru stabilirea poziției inițiale a obiectului și pentru generarea comenzii de apropiere a manipulatorului.

### 3. Rezultate și discuții

Rezultatele obținute în urma testării prototipului demonstrează că arhitectura propusă răspunde cu succes cerințelor de precizie și stabilitate specifice unui sistem robotic biomedical (Fig. 5). Un aspect esențial a fost implementarea procesării datelor prin algoritmi de filtrare. Astfel, întregul ansamblu prezintă o mișcare fluidă și o acuratețe în poziționare care se încadrează în standardele clinice, depășind în performanță soluțiile care utilizează unități de procesare din generații anterioare.

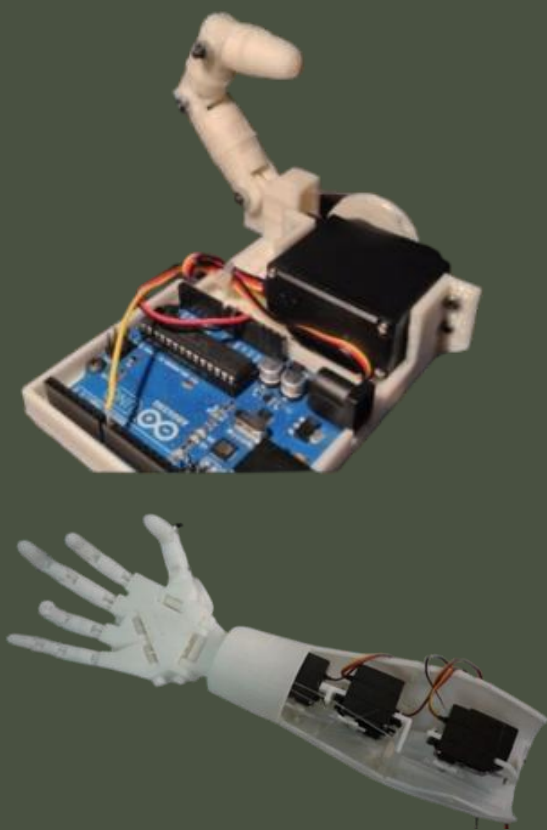


Fig. 5. Prototipul sistemului robotic.

#### Protocolul experimental

În ceea ce privește capacitățile de manipulare, integrarea rețelelor neuronale direct pe unitatea centrală permite robotului să clasifice tipul de prehensiune necesar în timp real. Această abordare software oferă o sensibilitate ridicată, sistemul fiind capabil să adapteze forța de strângere pentru a proteja obiectele fragile. Din punct de vedere economic, performanța obținută validează faptul că o gestionare inteligentă a datelor poate compensa absența unor senzori hardware de înaltă rezoluție, reducând astfel costul total de producție fără a sacrifica eficiența funcțională.

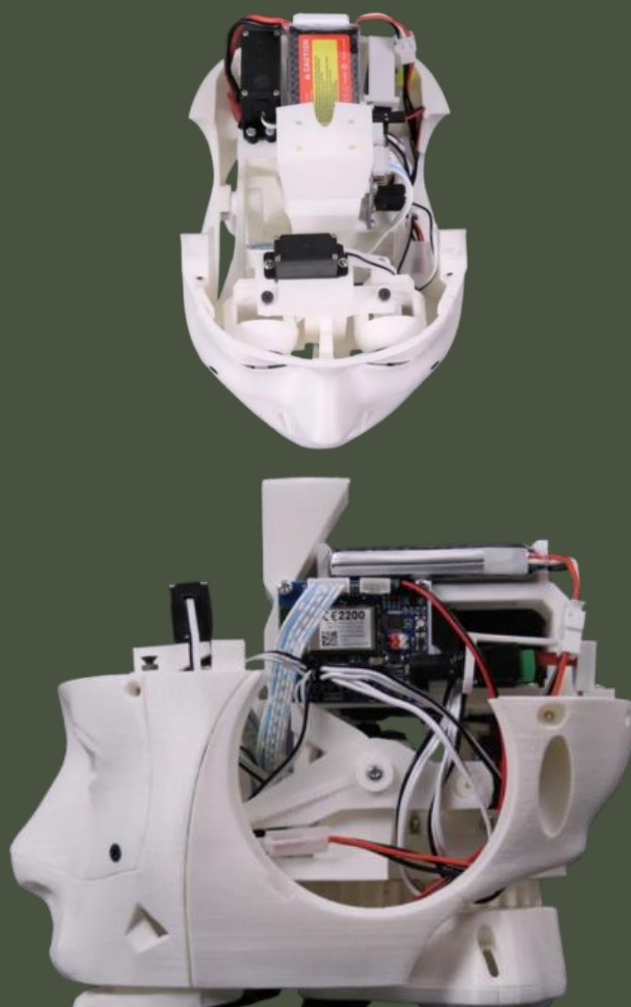


Fig. 6. Prototip sistem robotic.

#### 4. Concluzii

Lucrarea prezintă proiectarea și realizarea unei arhitecturi robotice autonome destinate dezvoltării unor aplicații biomedicale, bazate pe integrarea procesării vizuale, a informațiilor senzoriale, a inteligenței artificiale și a controlului distribuit al actuatorilor. Arhitectura propusă utilizează un Raspberry Pi 5 pentru procesarea de nivel înalt și două microcontrolere Arduino Mega 2560 pentru controlul mișcărilor și achiziția datelor provenite de la senzori, realizând astfel separarea funcțională dintre procesele de percepție și decizie și cele de execuție în timp real.

Integrarea algoritmului YOLO permite identificarea și localizarea obiectelor din mediul de lucru, iar utilizarea informațiilor provenite de la senzorii integrați în sistem oferă suport pentru adaptarea procesului de manipulare și prehensiune. Arhitectura modulară facilitează integrarea componentelor mecanice, electronice și software într-o platformă unitară, cu posibilitatea extinderii ulterioare prin introducerea unor noi tipuri de senzori, algoritmi de control și metode de procesare bazate pe inteligență artificială.

Realizarea prototipului (Fig. 6) demonstrează fezabilitatea tehnică a conceptului propus și posibilitatea implementării, cu ajutorul unor componente accesibile și al fabricației aditive, a unei platforme robotice experimentale pentru dezvoltarea și testarea unor aplicații biomedicale. În stadiul actual, rezultatele trebuie interpretate ca o demonstrație funcțională a arhitecturii și nu ca o validare a utilizării sistemului în mediul clinic.

Dezvoltările viitoare vor urmări evaluarea cantitativă a performanțelor sistemului prin determinarea preciziei și repetabilității poziționării, a performanțelor algoritmului de detecție, a ratei de succes a prehensiunii și a latenței lanțului percepție–decizie–acțiune. De asemenea, vor fi investigate metode mai avansate de fuziune senzorială și control adaptiv, precum și optimizarea mecanică și dimensională a prototipului. Validarea experimentală extinsă, urmată de evaluarea cerințelor de siguranță și a interacțiunii om–robot, va reprezenta o etapă necesară înaintea investigării unor scenarii concrete de utilizare în mediul biomedical și, ulterior, clinic.

## 5. Bibliografie

1. Siciliano, B., & Khatib, O. (Eds.). (2016). *Springer Handbook of Robotics*. Springer.  
<https://doi.org/10.1007/978-3-319-32552-1>
2. Javaid, M., Haleem, A., Singh, R. P., & Rab, S. (2021). Role of Artificial Intelligence applications in Medical Robotics: A review. *International Journal of Intelligent Networks*, 2, 122–128.
3. Bhandari, M., Zeffiro, T., & Reddiboina, M. (2020). Artificial intelligence and robotic surgery: Current perspective and future directions. *Current Opinion in Urology*, 30(1), 48–54.  
<https://doi.org/10.1097/MOU.0000000000000692>
4. Zhou, X.-Y., Guo, Y., Shen, M., & Yang, G.-Z. (2020). Application of artificial intelligence in surgery. *Frontiers of Medicine*, 14(4), 417–430. <https://doi.org/10.1007/s11684-020-0770-0>
5. Redmon, J., Divvala, S., Girshick, R., & Farhadi, A. (2016). You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection. In *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, 779–788. <https://doi.org/10.1109/CVPR.2016.91>
6. Quigley, M., Conley, K., Gerkey, B., Faust, J., Foote, T., Leibs, J., Wheeler, R., & Ng, A. Y. (2009). ROS: An Open-Source Robot Operating System. In *ICRA Workshop on Open Source Software*.
7. Urrea, C., & Agramonte, R. (2021). Kalman Filter: Historical Overview and Review of Its Use in Robotics 60 Years after Its Creation. *Journal of Sensors*, 2021, Article 9674015.  
<https://doi.org/10.1155/2021/9674015>
8. Wan, E. A., & van der Merwe, R. (2000). The Unscented Kalman Filter for Nonlinear Estimation. In *Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium*, 153–158.
9. Bicchi, A., & Kumar, V. (2000). Robotic Grasping and Contact: A Review. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, 348–353.  
<https://doi.org/10.1109/ROBOT.2000.844081>
10. Popescu, D., Zapciu, A., Amza, C., Baci, F., & Marinescu, R. (2018). FDM process parameters influence over the mechanical properties of polymer specimens: A review. *Polymer Testing*, 69, 157–166.  
<https://doi.org/10.1016/j.polymertesting.2018.05.020>
11. Ngo, T. D., Kashani, A., Imbalzano, G., Nguyen, K. T. Q., & Hui, D. (2018). Additive manufacturing (3D printing): A review of materials, methods, applications and challenges. *Composites Part B: Engineering*, 143, 172–196.
12. Raj, S. A., Muthukumaran, E., & Jayakrishna, K. (2018). A Case Study of 3D Printed PLA and Its Mechanical Properties. *Materials Today: Proceedings*, 5(5), 11219–11226.  
<https://doi.org/10.1016/j.matpr.2018.01.146>
13. Vidakis, N., Maniadi, A., Petousis, M., Vairis, A., & Kechagias, J. (2020). Mechanical property optimization of 3D printed PLA parts. *Journal of the Mechanical Behavior of Biomedical Materials*.
14. Fujie, M. G., & Zhang, B. (2020). State-of-the-art of intelligent minimally invasive surgical robots. *Frontiers of Medicine*, 14, 404–416. <https://doi.org/10.1007/s11684-020-0743-3>
15. Margolis, M. (2011). *Arduino Cookbook*. O'Reilly Media..

## DEZVOLTAREA UNEI APLICAȚII ”JTECH FORGE”–AGENT VERIFICARE PC

Autori: stud. Denis Marin  
stud. Alexandru Balcan  
stud. Alexia Strava

Coordonator: Șef lucr. dr. ing. Carmen Lungoci

Universitatea „Transilvania” din Brașov  
Facultatea de Inginerie Electrică și Știința calculatoarelor  
Departamentul de Inginerie Electrică și Fizică Aplicată

**Rezumat.** Materialul prezintă arhitectura tehnică și detaliile de implementare ale aplicației, o soluție software dezvoltată cu Java. Aplicația este concepută să ajute utilizatorii să configureze corect sisteme PC personalizate, prin validarea în timp real a compatibilității componentelor hardware. Lucrarea prezintă modul de dezvoltare a un sistem interactiv (conectat la Blender) de inspecție 3D a componentelor. Prin utilizarea unor tipare avansate de proiectare orientată pe obiect, implementate în Java – Observer pentru sincronizarea stării și fluxuri de lucru personalizate Graphics2D pentru vizualizarea datelor, platforma realizează cu succes legătura dintre învățarea elementelor de bază hardware și configurarea practică a acestora. Aplicația reduce erorile de compatibilitate și oferă recomandări imediate, bazate pe date.

### 1. Introducere

Procesul de configurare a unui computer personal prezintă adesea o curbă de învățare abruptă din cauza cerințelor complexe de compatibilitate între diversele componente hardware [4]. Mulți utilizatori nu au cunoștințele avansate despre hardware, necesare pentru a verifica manual tipurile de socket-uri, temporizările memoriei și constrângerile de consum de energie [5]. Soluțiile existente pe piață sunt concentrate predominant pe comerțul electronic, oferind verificări rudimentare, fără un accent puternic pe educarea utilizatorilor sau pe feedback-ul vizual [2, 4]. Pentru a aborda aceste provocări, a fost dezvoltată aplicația Jtech Forge, al cărei obiectiv principal este de a crea un instrument interactiv care să acționeze pentru învățarea și validarea structurii hardware a unui PC. Prin integrarea verificărilor de compatibilitate în timp real, a inspecției 3D a componentelor și a telemetriei hardware simulate, aplicația simplifică procesul de construire a PC urilor, utilizând o interfață grafică intuitivă.

### 2. Arhitectura tehnică a aplicației

Aplicația este dezvoltată integral în Java, utilizând bibliotecile Swing și Awt pentru interfața grafică a utilizatorului. Arhitectura este modulară, dezvoltarea făcându-se pe principiile programării orientate pe obiect (OOP) [1, 3, 6]. În figura 1 este prezentată interfața utilizator.



Fig. 1. Arhitectura interfeței utilizator a aplicației și harta de navigare CardLayout.

Navigarea principală este gestionată de un manager de tip CardLayout în cadrul punctului de intrare "proiectPC.main", asigurând o tranziție fluidă între panourile principale: HOME, PC PARTS, PERFORMANCE și CART.

Aplicația este dezvoltată pe patru module principale și trei auxiliare. Modulele principale sunt:

- Modulul Principal (proiectPC): Inițializează fereastra (JFrame), bara de navigație (NavBar) și stratul de suprapunere pentru animații (VaultOverlay). Gestionează instanțele celorlalte module și rutarea, folosind CardLayout.
- Modulul Componente (PCparts): Gestionează afișarea inventarului de produse, grila de selecție și vizualizarea detaliată a specificațiilor. Lansează procesele externe 3D.
- Modulul Cos & Compatibilitate (cart): Stochează starea configurației curente și rulează motorul AI de compatibilitate pentru a oferi recomandări în timp real.
- Modulul Telemetrie (Performanțe): Generează date simulate și redimensionează grafice vectoriale dinamice bazate pe sarcină (Load), temperatură și FPS.

În figura 2 este desenată schema bloc a aplicației și conexiunile dintre modulele principale și cele auxiliare.

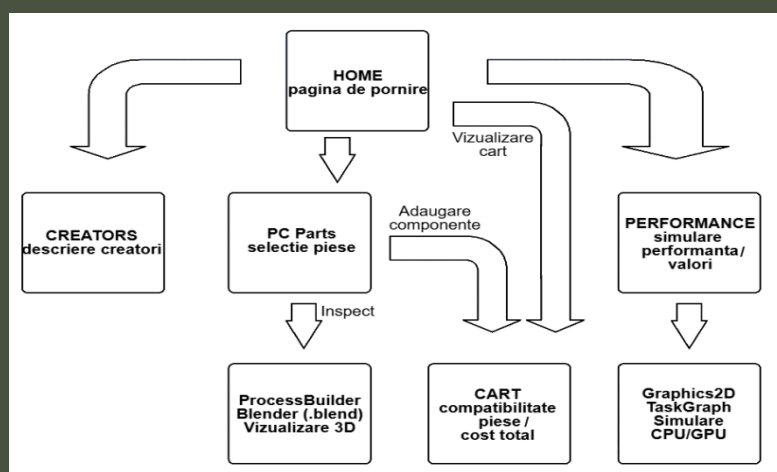


Fig. 2. Schema bloc a aplicației.

Pagina principală - HOME oferă acces la modulul de selecție a componentelor hardware – PC Parts. Totodată poate deschide pagina cu informații despre autorii aplicației - CREATORS.

Alt flux provenit din HOME îl reprezintă accesul la modulul de simulare și monitorizare a performanței - PERFORMANCE.

Pornind tot din HOME, utilizatorul poate accesa direct coșul pentru a vizualiza configurația curentă - CART.

Modulul PC Parts are o legătură directă cu modulul ProcessBuilder Blender, prin funcția Inspect, acesta din urmă fiind utilizat pentru vizualizarea 3D a componentei selectate.

De asemenea, componentele selectate în PC Parts sunt adăugate în coș - modulul CART, unde sunt verificate compatibilitatea și costul total.

Valorile obținute prin simulări în modulul PERFORMANCE sunt afișate grafic folosind Graphics2D și TaskGraph, reprezentând parametri precum CPU și GPU.

Interfața grafică folosește o estetică modernă, definită de constante centralizate ale interfeței utilizator (de exemplu, BG\_DARK, ACCENT\_RED) care asigură consistența vizuală. O clasă personalizată VaultOverlay, care extinde JPanel, utilizează javax.swing.Timer și AffineTransform pentru a reda o animație introductivă de rotație și translație înainte de aplicația principală.

Figura 3 prezintă o secvență de cod explicativ – VaultOverlay.

```
t = new Timer(16, new ActionListener() {
    public void actionPerformed(ActionEvent e) {
        angle -= 0.03; //Rotație continua
        yOffset -= 11; //Translație
        if (yOffset <= -getHeight()) {
            t.stop();
            setVisible(false); // Ascunde overlay-ul la final
            if (onFinish != null) onFinish.run();
        }
        repaint();
    }
});
```

Fig. 3. Secvența de cod pentru creare animație poarta de seif (Vault).

În acest snippet se arată cum se crează animația porții de seif (Vault). Un timer declanșează la fiecare 16 ms (aproximativ 60 de cadre pe secundă) recalcularea unghiului de rotație și a deplasării pe axa Y. Când imaginea iese complet din ecran, timerul se oprește, dezvăluind interfața principală a magazinului virtual.

### 3. Integrarea componentelor și gestionarea datelor

Integrarea componentelor se realizează prin definirea unui inventar structurat intern (matrice multidimensională statică) în clasa PCparts, iar gestionarea datelor este centralizată în instanța comună cart, care reține alegerile utilizatorului și oferă o sursă unică de adevăr pentru validări și calcule financiare.

#### 3.1. Modelul Observatorului și Sincronizarea Stărilor

Modelul observatorului este un șablon de proiectare comportamental în care un obiect (Subiectul) menține o listă de dependențe (Observatorii) pe care îi notifică automat de orice schimbare de stare. În aplicația noastră comunicarea între module, în special între grilele de selecție hardware și coșul de cumpărături, este gestionată prin intermediul modelului Observer.

Clasa cart.java menține o structură ArrayList<CartItem> care reprezintă versiunea activă a utilizatorului. Când un utilizator interacționează cu panoul PCparts și dă clic pe „ADĂUGAȚI LA COȘ”, instanța coșului partajat înregistrează noua componentă și declanșează un hook Runnable (cartChangeListener). Această funcție de apel invers notifică imediat bara de navigare globală să actualizeze bula de notificare de pe butonul Coș. Clasa CartButton suprascrive paintComponent(Graphics g) pentru a desena dinamic o insignă de notificare vectorială, folosind Graphics2D.fillOval numai atunci când numărul intern de articole depășește zero, demonstrând urmărirea decuplată a stării fără a se baza pe un registru global de stări.

### 3.2. Inspecția hardware

O caracteristică educațională distinctă a aplicației este sistemul de inspecție hardware 3D din clasa Pcparts, care permite utilizatorului să vizualizeze modele tridimensionale ale componentelor selectate (procesor, placa video, placa de bază, etc.) înainte de a le asambla teoretic. Fiecare categorie hardware este mapată static la un fișier .blend local. La declanșarea acțiunii de inspecție, aplicația generează un proces extern utilizând ProcessBuilder pentru a lansa executabilul Blender cu argumente specifice de geometrie a ferestrei. Interfața de inspecție a componentelor 3D arată ca în figura 4.

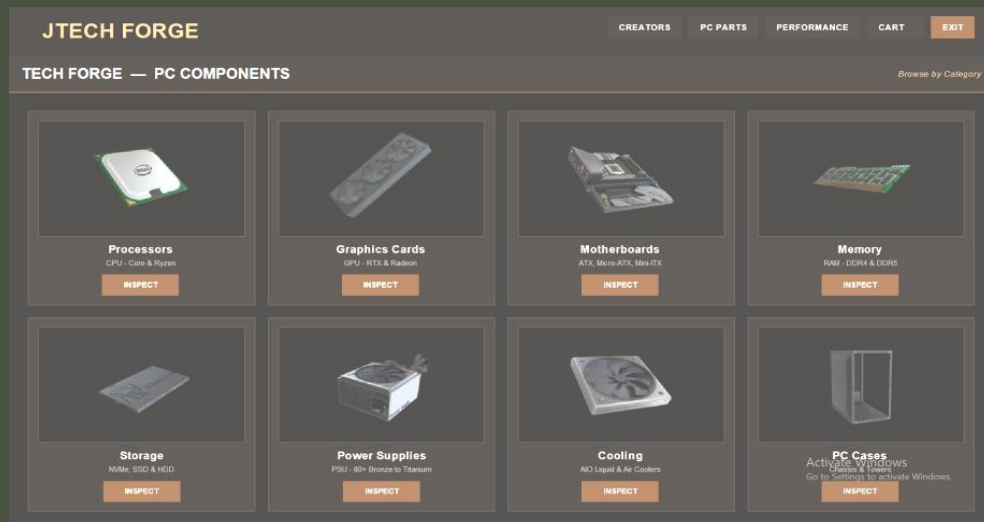


Fig. 4. Interfață de inspecție a componentelor 3D, gestionată de ProcessBuilder extern.

Interfața panoului de componente (prezentată în figura 4) prezintă carduri pentru fiecare categorie de hardware. Pe fiecare card se găsește un buton dedicat "INSPECT". Pentru a asigura o experiență fluidă, aplicația pasează argumente specifice liniei de comandă (ex: --window-geometry) care forțează fereastra Blender să aibă o anumită dimensiune și locație pe ecran.

Figura 5 demonstrează cum se lansează prin cod Java inspecția hardware.

```
ProcessBuilder pb = new ProcessBuilder(blenderPath,
"--window-geometry", "400", "200", "1000", "700",
modelPath);
pb.inheritIO();
pb.start();
```

Fig. 5. Secvența de cod Java utilizată la lansarea inspecției hardware.

Acest cod instanțiază procesul nativ al sistemului de operare, indicând calea către Blender și setând geometria ferestrei (dimensiuni 1000x700). Astfel, modelul 3D se deschide instant deasupra aplicației Java.

### 4. Validare automată și diagnosticare incompatibilități

Validarea automată se referă la procesul logic prin care aplicația verifică în timp real dacă toate componentele adăugate de utilizator în coș pot funcționa împreună la nivel fizic și electronic. Acest proces asigură că sistemul configurat va fi funcțional odată asamblat.

Tipurile de constrângeri și incompatibilitățile evaluate sunt cele enumerate mai jos:

- Fizice (Mecanice): Compatibilitatea socket-ului procesorului cu socket-ul existent pe placa de bază (ex. un CPU AM5 nu poate intra într-o placă LGA1851).
- Electronice (De Putere): Asigurarea că Sursa de alimentare (PSU) poate furniza suficientă energie electrică, mai ales când în sistem este prezentă o placă video (GPU) din segmentul de înaltă performanță.
- Logice / Software: Corelarea profilelor de memorie RAM (EXPO pentru AMD, XMP

pentru Intel) cu tipul platformei selectate, precum și nevoia unei soluții adecvate de răcire.

Motorul de compatibilitate este o metodă centrală - runCompatibilityAndRecs(), situată în clasa cart.java. Acesta analizează secvențial matricea activă CartItem pentru a identifica nepotrivirile structurale. Motorul extrage cuvinte cheie din numele și specificațiile fiecărui produs, aplică reguli logice IF/ELSE și injectează apoi rezultatele (mesaje HTML și alerte codificate prin culori) în două panouri de afisaj (compatPanel și recPanel). În acest fel, impune constrângeri rigide, afișând jurnale de telemetrie direcționate direct către interfața cu utilizatorul.

Un exemplu de sursă de cod Java în acest sens este figura 6.

```
if (hasCpu && hasMobo) {
    if (cpuBrand.equals(moboSocket)) {
        addCompatMsg("✓ CPU & Motherboard Socket Match (" +
            cpuBrand + ")", COLOR_SUCCESS);
    } else {
        addCompatMsg("✗ Socket Mismatch! You paired an " +
            cpuBrand + " CPU with an " + moboSocket + " motherboard.",
            COLOR_ERROR);
    }
}
```

Fig. 6. Secvența de cod Java care evaluează socketul procesor - placă de bază.

Fragmentul de cod realizează verificarea compatibilității dintre procesor și placa de bază prin compararea socket-ului acestora. În cazul unei compatibilități, aplicația afișează un mesaj de confirmare, iar în caz contrar, generează o alertă privind incompatibilitatea. Astfel, utilizatorul este informat în timp real și poate corecta configurația înainte de finalizarea sistemului.

În tabelul 1 sunt prezentate categoriile de constrângeri și logica de evaluare.

Tab. 1 Categoriile de constrângeri și logica de evaluare

| Categoria de constrângere  | Logica de evaluare                                                                                | Exemplu de iesire                                                                                                      |
|----------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Placa de baza CPU          | Potrivire model de șiruri de caractere pentru identificatorii de socket                           | Nepotrivire socket! Ai asociat un procesor AMD cu o placă de bază Intel.                                               |
| Sincronizarea RAM          | Validare profiluri de temporizare a memoriei în funcție de arhitectura CPU selectată              | RAM suboptimă: Utilizarea memoriei optimizate EXPO pe un procesor Intel.                                               |
| Profiluri de încărcare PSU | Verificare dacă componentele grafice de nivel înalt sunt asociate cu surse de alimentare ≥ 1000W. | Sursă de alimentare prea slabă! GPU-urile de înaltă performanță necesită o sursă de alimentare ATX 3.1 de peste 1000W. |

Regulile de evaluare sunt rulate iterativ de către aplicație și au rolul de a bloca deciziile eronate, protejând astfel investiția financiară a utilizatorului neexperimentat.

5. Simulare performanță și grafică vectorială

Clasa Performante.java oferă telemetrie simulată a sarcinii de lucru în opt aplicații profesionale independente. O matrice multidimensională imbricată profund stochează 240 de puncte de date distincte care mapează 3 niveluri hardware, în funcție de 3 niveluri de solicitare a sarcinii de lucru.

Vizualizarea este condusă de clasa internă TaskGraph. Aceasta utilizează o rutină centrală de ceas de 800 ms, care introduce valorile numerice calculate într-o matrice istorică. Metoda paintComponent traduce acești indici ai matricei în polilinii vectoriale vizuale în timp real folosind Graphics2D.fillPolygon, bazându-se în mare măsură pe indicii de randare anti-aliasing pentru a asigura o randare lină a liniilor.

Figura 7 prezintă o randare simulată utilizând fluxuri grafice personalizate.



Fig.7. Randare simulată a telemetriei hardware folosind fluxuri Graphics2D personalizate.

Se poate observa că graficele își schimbă dinamic amplitudinile poligoanelor (spikes) prin integrarea unei funcții matematice cu generare de numere pseudo-aleatorii (`Math.random()`), aplicată peste procentul de bază. Acest lucru creează iluzia autentică a unui instrument de monitorizare real (precum Task Manager), afișând fluctuații realiste ale parametrilor CPU Load, GPU Load și temperaturilor.

## 6. Studiu de caz

Pentru a demonstra eficiența motorului de compatibilitate și a fluxului de asamblare, s-a efectuat un studiu de caz pe o configurație de înaltă performanță (Tier 3 - Heavy Duty).

- Pornire asamblare: Utilizatorul adaugă din panoul PC PARTS un procesor Intel Core Ultra 9 285K. în coș (CART) apare recomandarea imediată: "A Motherboard is required to connect all your components."
- Generare Eroare Socket: Utilizatorul adaugă din greșeală o placă de bază incompatibilă: ASUS ROG Crosshair X870E (Platforma AMD AM5). La deschiderea panoului CART, aplicația raportează o eroare critică roșie: Socket Mismatch! You paired an Intel CPU with an AMD motherboard.

Acest exemplu este ilustrat în figura 8.

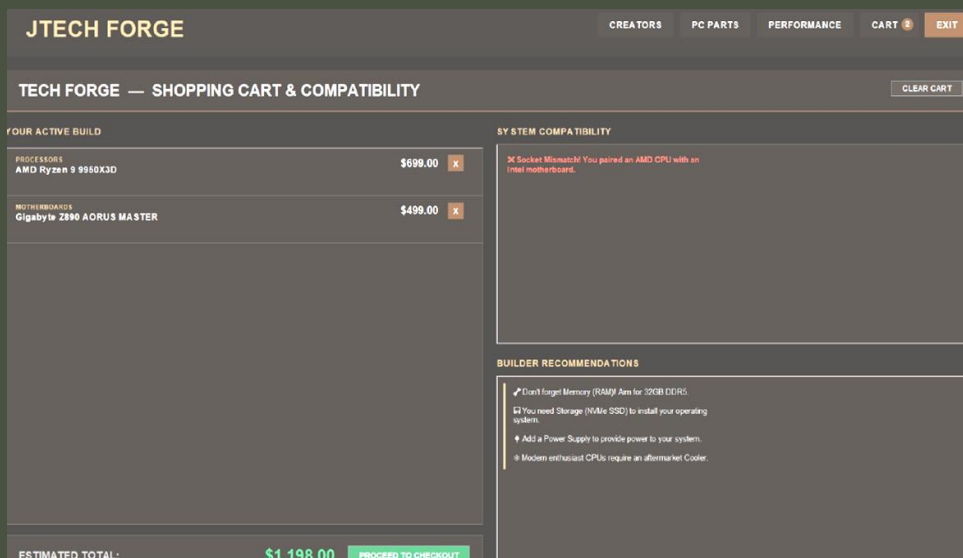


Fig. 8. Exemplu de raportare eroare socket.

- Corectarea erorii: Utilizatorul sterge placa de bază ASUS și adaugă modelul corect,

Gigabyte Z890 AORUS MASTER (LGA1851). Mesajul devine verde: ✓ CPU & Motherboard Socket Match (Intel).

d) Validare curent: Utilizatorul dorește adăugarea plăcii grafice de vârf NVIDIA GeForce RTX 5090. Adaugă și o sursă be quiet! 850W. Motorul interceptează combinația și alertează că seria 4090/5090 necesită obligatoriu o sursă peste 1000W pentru a evita varfurile de tensiune și întreruperile. Utilizatorul corectează cu Corsair RM1000x.

e) Finalizare: După adăugarea modulelor RAM (cu suport Intel XMP validat corespunzător cu CPU Intel), stocării M.2 și carcasei, coșul afișează mesajul final de succes: "Your core build is complete!".

Rezultatele studiului arată că aplicația acționează preventiv și proactiv, oprind cheltuirea greșită a banilor încă de la nivelul coșului virtual.

## 7. Concluzii

Proiectul JTech Forge PC Builder stabilește un mediu software desktop robust și extrem de interactiv. Prin analiza meticuloasă a regulilor arhitecturale în mod nativ și redarea datelor prin fluxuri grafice personalizate, în loc să se bazeze pe framework-uri externe grele, aplicația rămâne performantă.

Implementarea cu succes a modelelor de design orientate pe obiecte garantează scalabilitatea sistemului. Iterațiile viitoare ale platformei sunt bine poziționate pentru a integra sincronizarea bazelor de date la distanță, API-uri REST active pentru stabilirea prețurilor live ale hardware-ului și gestionarea persistentă a profilurilor de utilizator.

Direcțiile viitoare de cercetare se îndreaptă spre:

- Integrarea sincronizării bazelor de date la distanță pentru crearea conturilor de utilizatori.
- Conectarea la API-uri REST live (ex. magazine online sau PCPartPicker API) pentru actualizarea prețurilor și a disponibilității produselor în timp real.
- Exportul automat al listelor de piese valide într-un format PDF.
- Suport pentru mai multe limbi, pentru a extinde accesibilitatea instrumentului educațional.

## 6. Bibliografie

1. Schildt H., "Java: The Complete Reference", 11th Edition. McGraw-Hill Education, 2018.
2. Gamma E., Helm R., Johnson R., Vlissides J., "Design Patterns: Elements of Reusable Object-Oriented Software", Addison-Wesley Professional, 1994.
3. Oracle Corporation: *Painting in AWT and Swing*. In: Java Documentation. Available at: <https://docs.oracle.com/javase/tutorial/uiswing/painting/>. Accessed: 06.01.2024.
4. <https://www.blender.org/>, *Blender - a 3D modeling and rendering package*. Blender Foundation, Amsterdam, 2024.
5. Stallings W., "Computer Organization and Architecture: Designing for Performance", 11th Edition. Pearson, 2019.
6. Goetz B., Peierls T., Bloch J., Bowbeer J., Holmes D., Lea D., "Java Concurrency in Practice", Addison-Wesley Professional, 2006

## Generatoare asincrone autonome. Realizare stand experimental și studiu

Autor: stud. Marghioalei Gabriel-Petru  
Coordonator: S.I. univ. dr. ing. Marius Nacu Ionuț

Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași  
Facultatea de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației  
Departamentul de Acționări electrice

**Rezumat:** Lucrarea sintetizează principiul de funcționare și comportarea experimentală a unui generator asincron autonom. Problema centrală este autoexcitarea generatorului, proces prin care mașina poate produce singură tensiune la borne fără conectarea la rețeaua electrică, energia reactivă necesară magnetizării fiind furnizată de condensatoare.

Studiul urmărește legătura dintre magnetismul remanent, turația de antrenare și capacitatea bateriei de condensatoare.

### 1. Introducere și obiective

Energia electrică este una dintre formele fundamentale de energie utilizate în societatea modernă. În aplicațiile în care conectarea la rețeaua electrică nu este posibilă sau nu este avantajoasă, producerea autonomă a energiei electrice presupune utilizarea unor generatoare capabile să funcționeze independent de sistemul electroenergetic. Generatorul asincron este o soluție interesantă prin construcția simplă, robustețea rotorului în scurtcircuit și posibilitatea utilizării unei baterii de condensatoare pentru furnizarea locală a puterii reactive.

Lucrarea are ca obiect realizarea unui stand experimental destinat studierii generatorului asincron autoexcitat și evidențierii condițiilor în care acesta poate dezvolta tensiune în regim autonom. Accentul este pus pe procesul de autoexcitare și pe influența valorii capacității asupra turației de amorsare, tensiunii și frecvenței generate.

#### *Obiectivele principale*

- înțelegerea principiilor electrotehnice care stau la baza conversiei electromagnetice a energiei;
- prezentarea construcției și a regimurilor de funcționare ale mașinii asincrone;
- explicarea fenomenului de autoexcitare și a rolului magnetismului remanent;
- analiza rolului bateriei de condensatoare în furnizarea puterii reactive;
- realizarea și utilizarea unui stand experimental cu motor de antrenare, generator asincron și convertizor de frecvență;
- studierea influenței capacității asupra turației de autoexcitare și a tensiunii generate;
- analiza funcționării generatorului în sarcină și a posibilității menținerii frecvenței la 50 Hz prin reglarea turației.

#### *Ideea centrală a studiului*

Generatorul asincron autonom nu dispune de o sursă externă de putere reactivă. Condensatoarele trebuie să asigure condițiile de magnetizare, iar energia mecanică furnizată arborelui trebuie să fie suficientă pentru menținerea regimului de generator. Din acest motiv, alegerea capacității și controlul turației sunt elemente esențiale ale funcționării.

## 2. Noțiuni electrotehnice esențiale

### 2.1. Legi și principii fundamentale

Funcționarea mașinii electrice se bazează pe interacțiunea dintre câmpurile electrice și magnetice și pe conversia energiei mecanice în energie electrică sau invers. Legea inducției electromagnetice a lui Faraday exprimă faptul că variația fluxului magnetic printr-un circuit produce o tensiune electromotoare indusă. Acest fenomen este esențial pentru apariția tensiunii în înfășurările generatorului.

Forța Lorentz descrie acțiunea câmpului electromagnetic asupra sarcinilor electrice aflate în mișcare și explică, la nivelul mașinii, apariția forțelor care contribuie la producerea cuplului electromagnetic. Ecuatiile lui Maxwell reunesc relațiile fundamentale dintre câmpul electric, câmpul magnetic, sarcinile și curenții electrici.

### 2.2. Puterea și energia electrică

În circuitele de curent alternativ trebuie diferențiate puterea activă, puterea reactivă și puterea aparentă. Puterea activă este componenta care corespunde energiei transformate efectiv în lucru mecanic, căldură sau alte forme utile:

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (1)$$

Puterea reactivă este asociată schimbului periodic de energie cu elementele inductive și capacitive și este necesară pentru crearea câmpurilor electromagnetice ale mașinilor electrice:

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi \quad (2)$$

Puterea aparentă este dată de  $S = U \cdot I$ , iar între cele trei puteri există relația  $S^2 = P^2 + Q^2$ . În cazul generatorului asincron autonom, puterea reactivă are o importanță deosebită deoarece asigură magnetizarea mașinii.

### 2.3. Noțiuni de reținut

- Puterea activă  $P$  reprezintă energia electrică transformată efectiv în energie utilă.
- Puterea reactivă  $Q$  este necesară pentru susținerea câmpului electromagnetic.
- Puterea aparentă  $S$  exprimă solicitarea totală a circuitului.
- Factorul de putere este legat de raportul dintre puterea activă și cea aparentă.
- Conversia electromecanică se bazează pe inducție electromagnetică și interacțiunea câmpurilor cu curenții.
- 

## 3. Mașina asincronă și regimul de generator

### 3.1. Construcție

Mașina asincronă este alcătuită în principal din stator și rotor, separate prin întrefier. Statorul conține miezul feromagnetic și înfășurările trifazate care produc câmpul magnetic învârtitor. Rotorul poate fi bobinat sau în scurtcircuit; în lucrarea experimentală este utilizată o mașină cu rotor în scurtcircuit, caracterizată prin robustețe și simplitate constructivă.

Miezul feromagnetic are rolul de a asigura un circuit favorabil fluxului magnetic, iar întrefierul trebuie menținut suficient de mic pentru limitarea curentului de magnetizare. Elementele auxiliare includ arborele, rulmenții, carcasa și sistemul de răcire.

### 3.2. Viteza sincronă și alunecarea

Câmpul magnetic statoric se rotește cu viteza sincronă, determinată de frecvența alimentării și de numărul de perechi de poli:

$$n_s = 60 \cdot f / p \quad (3)$$

Diferența dintre viteza de sincronism și viteza rotorului este exprimată prin alunecare. În regim de motor rotorul se rotește sub viteza de sincronism, iar în regim de generator rotorul este antrenat la o valoare superioară acesteia ceea ce schimbă sensul transferului de energie.

### 3.3. Regimurile de funcționare

- Regim de motor: energia electrică este transformată în energie mecanică; rotorul are  $n < n_s$ .
- Regim de generator: energia mecanică este transformată în energie electrică; rotorul este antrenat cu  $n > n_s$ .
- Regim de frână electromagnetică: cuplul electromagnetic se opune rotației și contribuie la reducerea vitezei.

### 3.4. Regimul autonom

Atunci când generatorul este conectat la rețea, energia reactivă necesară magnetizării poate fi furnizată de rețea. În regim autonom, această sursă nu mai există. Bateria de condensatoare conectată la bornele statorului furnizează puterea reactivă necesară și permite inițierea fenomenului de autoexcitație, care ulterior duce la stabilizarea tensiunii la bornele generatorului..

## 4. Autoexcitarea generatorului asincron

### 4.1. Mecanismul autoexcitării

Autoexcitarea este procesul prin care generatorul asincron dezvoltă autonom tensiune la borne, fără conectarea la o rețea electrică. Procesul pornește de la magnetismul remanent al circuitului magnetic. La punerea rotorului în mișcare, fluxul remanent produce o tensiune inițială redusă în înfășurările statorice.

Tensiunea inițială determină circulația unui curent capacitiv prin condensatoarele conectate la borne. Acest curent contribuie la creșterea fluxului magnetic, ceea ce determină o creștere suplimentară a tensiunii. Fenomenul se autosusține până când se ajunge la un punct de echilibru corespunzător caracteristicilor mașinii și circuitului capacitiv.

### 4.2. Condiții necesare

- Magnetism remanent suficient pentru inițierea procesului.
- Turație de antrenare suficientă pentru apariția unei tensiuni inițiale și menținerea procesului.
- Capacitate suficientă a bateriei pentru furnizarea puterii reactive necesare.
- Conectare corectă a condensatoarelor și condiții de funcționare compatibile cu caracteristicile mașinii.

În lipsa magnetismului remanent, poate fi necesară remagnetizarea circuitului magnetic. Dacă turația este prea mică sau capacitatea insuficientă, tensiunea inițială nu poate produce un curent capacitiv suficient, iar autoexcitarea nu se dezvoltă.

### 4.3. Rolul capacității

Creșterea capacității bateriei facilitează autoexcitarea la turații mai mici, deoarece condensatoarele pot furniza o cantitate mai mare de putere reactivă. Totuși, o capacitate prea mare poate conduce la tensiuni excesive la borne. Prin urmare, capacitatea optimă nu este pur și simplu valoarea care produce cea mai mică turație de autoexcitare, ci aceea care asigură un compromis între amorsare, tensiune și stabilitatea funcționării.

## 5. Bateria de condensatoare și standul experimental

### 5.1. Condensatorul

Condensatorul este un element pasiv care stochează energie în câmp electric. Sarcina electrică este legată de capacitate și tensiune prin relația  $Q = C \cdot U$ , iar energia stocată este  $W = 1/2 \cdot C \cdot U^2$ . În aplicația studiată, condensatoarele nu au rolul de a furniza putere activă, ci de a asigura puterea reactivă necesară magnetizării.

### 5.2. Configurația bateriei

Standul dispune de o baterie modulară de condensatoare. Sunt prevăzute trei seturi independente, corespunzătoare celor trei faze ale generatorului, ceea ce permite realizarea unei baterii trifazate echilibrate. Prin conectarea sau deconectarea diferitelor seturi și prin utilizarea unor condensatoare suplimentare din laborator, valoarea totală a capacității poate fi modificată rapid.

Avantajul principal al configurației modulare este că permite păstrarea celorlalte condiții experimentale și modificarea controlată a singurei mărimi investigate: capacitatea. Astfel se poate compara direct comportarea generatorului pentru valori diferite ale bateriei.

### 5.3. Componentele standului

- mașina electrică de antrenare, care furnizează energia mecanică necesară;
- generatorul asincron cu rotor în scurtcircuit;
- convertizorul de frecvență, utilizat pentru reglarea vitezei motorului de antrenare;
- bateria modulară de condensatoare;
- cuplajul elastic dintre mașina de antrenare și generator;
- panoul de conexiuni electrice și aparatura de măsură.
- 

### 5.4. Principiul experimental

Motorul de antrenare este comandat prin convertizorul de frecvență, iar arborele său este cuplat mecanic cu generatorul asincron. La bornele generatorului se conectează bateria de condensatoare. Turația este crescută progresiv, iar pentru fiecare configurație se urmăresc tensiunea, frecvența și curenții. Punctul de autoexcitare este identificat prin creșterea bruscă a tensiunii generate.

## 6. Încercări experimentale: mers în gol

### 6.1. Magnetismul remanent

Prima etapă a urmărit evidențierea existenței magnetismului remanent și rolul acestuia în inițierea autoexcitării. Magnetismul remanent constituie sursa inițială de flux care permite apariția unei tensiuni reduse atunci când rotorul este pus în mișcare.

### 6.2. Influența capacității bateriei

Au fost investigate succesiv mai multe configurații ale bateriei: 7  $\mu\text{F}$ , 14  $\mu\text{F}$ , 21  $\mu\text{F}$ , 27  $\mu\text{F}$ , 33  $\mu\text{F}$ , 39  $\mu\text{F}$ , 45  $\mu\text{F}$  și 55  $\mu\text{F}$ . Pentru fiecare valoare s-a urmărit caracteristica tensiune–turație și s-a determinat domeniul în care apare saltul de tensiune specific autoexcitării.

| Capacitate       | Observație principală                      | Interpretare                                                      |
|------------------|--------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------|
| 7 $\mu\text{F}$  | Nu asigură condiții suficiente             | Capacitate prea mică pentru autoexcitare în condițiile încercării |
| 14 $\mu\text{F}$ | Autoexcitare dificilă, la turații ridicate | Putere reactivă încă insuficientă                                 |
| 21 $\mu\text{F}$ | Condiții îmbunătățite                      | Procesul devine mai accesibil                                     |
| 27 $\mu\text{F}$ | Autoexcitare stabilă                       | Domeniu favorabil                                                 |
| 33 $\mu\text{F}$ | Autoexcitare în apropierea regimului dorit | Compromis favorabil                                               |
| 39 $\mu\text{F}$ | Autoexcitare la turație mai redusă         | Crește tendința spre tensiuni mai mari                            |
| 45 $\mu\text{F}$ | Autoexcitare la turație și mai mică        | Creștere importantă a tensiunii                                   |
| 55 $\mu\text{F}$ | Cea mai mică turație de autoexcitare       | Risc de supratensiune la turații mari                             |

Tendința experimentală este clară: creșterea capacității deplasează autoexcitarea către turații mai mici. Totuși, după depășirea domeniului favorabil, tensiunea la borne crește excesiv, astfel încât o capacitate mai mare nu înseamnă automat o funcționare mai bună.

## 7. Analiza comparativă a rezultatelor

### 7.1. Configurațiile de 27 $\mu\text{F}$ și 33 $\mu\text{F}$ /fază

Pentru 27  $\mu\text{F}$ /fază, procesul de autoexcitare apare la turații reduse și, după inițiere, tensiunea crește odată cu turația. Această configurație oferă condiții favorabile pentru obținerea unei tensiuni apropiate de domeniul nominal la turații apropiate de 1500 rot/min.

Pentru 33  $\mu\text{F}$ /fază, autoexcitarea se produce între aproximativ 1201 și 1250 rot/min, primul punct stabil fiind înregistrat la 1250 rot/min. Creșterea capacității față de 27  $\mu\text{F}$  reduce turația de amorsare, dar păstrează un nivel al tensiunii compatibil cu funcționarea urmărită.

### 7.2. Configurațiile de 39–55 $\mu\text{F}$ /fază

Pentru 39  $\mu\text{F}$ /fază, autoexcitarea se produce aproximativ între 1101 și 1201 rot/min, iar pentru 45  $\mu\text{F}$ /fază între 1000 și 1101 rot/min. În cazul bateriei de 55  $\mu\text{F}$ /fază, autoexcitarea apare între aproximativ 902 și 1001 rot/min, primul punct stabil fiind în jurul valorii de 1001 rot/min.

Rezultatele demonstrează efectul direct al capacității asupra condițiilor de amorsare. În același timp, valorile mari produc creșteri importante ale tensiunii și pot conduce la supratensiuni la turația nominală. De aceea, criteriul exclusiv al reducerii turației de autoexcitare este insuficient.

### 7.3. Domeniul favorabil

Analiza comparativă a caracteristicilor experimentale indică valorile cuprinse între 27  $\mu\text{F}$  și 33  $\mu\text{F}$  pe fază ca domeniu care oferă cel mai bun compromis pentru generatorul studiat. În acest interval, autoexcitarea are loc în apropierea vitezei de sincronism, iar tensiunea la aproximativ 1500 rot/min se încadrează în domeniul caracteristic unei rețele trifazate de 400 V, fără supratensiunile specifice capacităților mari.

### 7.4. Ce trebuie reținut

- Capacitatea controlează puternic turația de autoexcitare.
- Capacitatea insuficientă poate împiedica amorsarea.
- Capacitatea excesivă poate produce supratensiuni.
- Alegerea bateriei trebuie făcută simultan după criteriul autoexcitării și al nivelului

tensiunii generate.

- Pentru standul analizat, 27–33  $\mu\text{F}$ /fază reprezintă domeniul experimental favorabil identificat în lucrare.

## 8. Funcționarea generatorului în sarcină

### 8.1. Caracteristica externă

Încercările în sarcină au urmărit variația tensiunii generate în funcție de curentul absorbit de consumator. Pentru bateria de 37  $\mu\text{F}$ /fază, generatorul dezvoltă aproximativ 404 V la un curent de sarcină de 0,65 A fiind antrenat la turația de aproximativ 1422 rot/min, aceasta fiind turația la care tensiunea atinge valori tipice pentru o rețea trifazată de joasă tensiune. Odată cu creșterea sarcinii, tensiunea scade progresiv.

Până la aproximativ 2 A, scăderea tensiunii este relativ apropiată de o variație liniară, iar pentru curenți mai mari panta caracteristicii se accentuează. La aproximativ 2,25 A, tensiunea ajunge la circa 235 V. Frecvența scade, de asemenea, de la aproximativ 46,7 Hz la 44,8 Hz, fenomen asociat creșterii alunecării în regim de sarcină.

### 8.2. Menținerea frecvenței la 50 Hz

Un experiment distinct a utilizat bateria de 33  $\mu\text{F}$ /fază și reglarea vitezei prin convertizorul de frecvență. Scopul a fost menținerea frecvenței tensiunii generate la valoarea nominală de 50 Hz în condiții de sarcină variabilă.

| n [rot/min] | U [V] | I <sub>s</sub> [A] | f [Hz] |
|-------------|-------|--------------------|--------|
| 1533        | 409   | 1.15               | 50     |
| 1537        | 400   | 1.25               | 50     |
| 1540        | 395   | 1.375              | 50     |
| 1544        | 389   | 1.5                | 50     |
| 1548        | 384   | 1.675              | 50     |
| 1553        | 372   | 1.875              | 50     |
| 1565        | 371   | 2.0                | 50     |

Rezultatele arată că menținerea frecvenței la 50 Hz necesită creșterea turației pe măsură ce sarcina se modifică. În primele puncte, tensiunea este de 409 V și 400 V, iar pentru curenți mai mari scade. Reglarea turației compensează variația frecvenței, dar nu elimină dependența tensiunii de sarcină.

### 8.3. Interpretarea fizică

Creșterea sarcinii determină un necesar mai mare de putere activă și modifică echilibrul electromagnetic al generatorului. Cu o baterie de capacitate fixă, puterea reactivă disponibilă nu se adaptează automat cerințelor sarcinii. De aici rezultă scăderea tensiunii și, în condiții de turație constantă, scăderea frecvenței.

## 9. Concluzii, contribuție personală și direcții de dezvoltare

### 9.1. Concluzii

Studiul experimental confirmă posibilitatea funcționării autonome a mașinii asincrone atunci când sunt îndeplinite condițiile necesare autoexcitării. Magnetismul remanent asigură

punctul de pornire al procesului, iar bateria de condensatoare furnizează energia reactivă necesară dezvoltării și menținerii fluxului magnetic.

Înfluența capacității este esențială. Creșterea valorii condensatoarelor reduce turația la care apare autoexcitarea, însă capacitățile mari produc tensiuni ridicate și pot genera supratensiuni. Pentru generatorul studiat, intervalul 27–33  $\mu\text{F}$ /fază reprezintă domeniul experimental favorabil pentru un compromis între amorsare și nivelul tensiunii.

În sarcină, tensiunea generată scade odată cu creșterea curentului. Frecvența se modifică la turație aproximativ constantă, însă poate fi menținută la 50 Hz prin reglarea turației motorului de antrenare cu ajutorul convertizorului de frecvență.

## 9.2. Contribuția personală

Contribuția personală prezentată în lucrare constă în realizarea și desfășurarea programului experimental destinat studierii generatorului asincron autoexcitat. A fost realizat și configurat standul experimental, inclusiv bateria modulară de condensatoare, și au fost efectuate încercările în gol și în sarcină.

Au fost măsurate și înregistrate tensiunea, frecvența, turația și curenții corespunzători diferitelor regimuri. Datele au fost prelucrate și reprezentate grafic, iar influența capacității asupra autoexcitării și funcționării generatorului a fost analizată comparativ.

## 9.3. Direcții de dezvoltare

- baterie de condensatoare cu capacitate reglabilă și comandă automată în funcție de sarcină;
- reglarea automată a vitezei motorului de antrenare pentru menținerea frecvenței;
- reglarea simultană a turației și a capacității pentru controlul tensiunii și frecvenței;
- sistem automat de achiziție și monitorizare continuă a parametrilor;
- dezvoltarea unor algoritmi de control pentru funcționarea autonomă a generatorului.

### Ideea finală

Generatorul asincron autonom poate constitui o soluție simplă și robustă pentru producerea energiei electrice în regim izolat, însă funcționarea sa depinde de echilibrul dintre turație, magnetism remanent, putere reactivă și sarcină. Standul experimental permite evidențierea directă a acestor dependențe și oferă o bază pentru dezvoltarea unor sisteme automate de reglare.

## Bibliografie

1. Viorel Varvara – Circuite Electrice, Editura PIM, IASI 2009-ISBN 606-520-658-X
2. Adrian Munteanu - Mașini electrice – Curs, editura pim, ISBN 978-606-13-3533-6, pp.255, 2016
3. Constantin Ghiță - Mașini electrice, Editura Matrix Rom, București, 2005, ISBN 973-685-919-3
4. Fitzgerald, A.E. (2003). Electric Machinery (ed. 6th). McGraw-Hill. pp. 688 pages. ISBN 978-0-07-366009-7
5. Boldea, I., & Nasar, S.A. (2002). The Induction Machine Handbook (1st ed.). CRC Press.
6. Singh, G.K.. (2004). Self-excited induction generator research—a survey. Electric Power Systems Research. 69. 107-114. 10.1016/j.epsr.2003.08.004.
7. Murthy, Sreenivasa & Malik, O.P. & Tandon, A.K.. (1982). Analysis of self-excited induction generators. Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C. 129. 260 - 265. 10.1049/ip-c:19820041.
8. Kumawat, Rakesh Kumar. “Self Excited Induction Generator: A Review,” n.d. doi:10.17148/IARJSET.
9. Boldea, I. The Induction Machine Handbook. Boca Raton, Florida: CRC Press LLC, 2002
10. Dordea, T., Mașini electrice, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1978.
11. Simion, A., Mașini electrice. Vol. III – Mașina asincronă, Editura Gh. Asachi, Iași, 2003.
12. Chapman, S. J., Electric Machinery Fundamentals, Fifth Edition, McGraw-Hill, New York, 2011.
13. WEG Automation. CFW300 Frequency Inverter – User Manual. Jaraguá do Sul, Brazil, 2023
14. IEC 60034-1. Rotating Electrical Machines – Part 1: Rating and Performance. International Electrotechnical Commission, Geneva, 2017
15. Malik, N. H., Al-Bahrani, A. H., Influence of the Terminal Capacitor on the Performance Characteristics of a Self-Excited Induction Generator, IEEE Transactions on Energy Conversion.
16. Maxwell, James Clerk. A Treatise on Electricity and Magnetism, Vol. I, Clarendon Press, Oxford, 1873

# DETECȚIA ARCULUI ELECTRIC DE DEFECT ÎN INSTALAȚIILE DE JOASĂ TENSIUNE PRIN ANALIZA TEMPORALĂ A SEMNALULUI DE CURENT

Autor: Andreea-Iulia Iordachi  
Coordonator: ș.l.dr.ing. Alin Dragomir

Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași  
Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată  
Departamentul Energetică

**Rezumat.** Arcul electric de defect reprezintă una dintre principalele cauze ale incendiilor de origine electrică din instalațiile de joasă tensiune, iar dispozitivele de protecție convenționale (MCB, siguranțe fuzibile, RCD) nu pot detecta defectele de arc în serie și oferă o protecție insuficientă în cazul arcurilor paralele între conductoarele active. Lucrarea analizează dispozitivele de detecție a arcului electric de defect (AFDD) și metodele de detecție bazate pe analiza temporală a semnalului de curent. Sunt prezentate condițiile de ardere ale arcului electric, comportamentul acestuia pe domenii de curent, limitele protecțiilor clasice, principiul de funcționare al unei unități AFD, care combină un senzor de curent și un senzor de înaltă frecvență cu algoritmi implementați pe microcontroler, precum și cerințele standardului IEC 62606 privind timpii de deconectare. În partea experimentală, pe un banc de testare cu cale carbonizată, au fost înregistrați curenții a trei sarcini casnice – rezistivă, aspirator și dimmer – în funcționare normală și în prezența unui arc în serie. Semnalele au fost prelucrate în MATLAB-Simulink, pentru fiecare semiperioadă, cu trei metode: factorul de vârf revizuit (CRF), filtrul adaptiv Kalman și momentele statistice de ordinul 1–4. Rezultatele arată că filtrul adaptiv nu asigură o discriminare satisfăcătoare pentru sarcinile neliniare, în timp ce factorul de vârf permite detecția arcului inclusiv pentru dimmer, iar asimetria și kurtoza curentului constituie indicatori promițători pentru identificarea defectelor de arc. Lucrarea evidențiază astfel rolul AFDD-urilor ca protecție complementară și potențialul combinării indicatorilor temporali pentru reducerea declanșărilor false.

## 1. Introducere

Energia electrică este indispensabilă în locuințe, clădiri publice și industrie, însă exploatarea instalațiilor electrice de joasă tensiune implică trei categorii principale de riscuri: electrocutarea persoanelor, deteriorarea receptorilor ca urmare a supracurenților și izbucnirea incendiilor. Dacă primele două sunt acoperite eficient de întrerupătoarele automate (MCB), siguranțele fuzibile și dispozitivele de protecție la curent diferențial rezidual (RCD), riscul de incendiu generat de arcul electric de defect rămâne insuficient controlat prin mijloacele clasice [1], [2].

Statisticile europene evidențiază amploarea problemei: anual sunt înregistrate peste două milioane de incendii, cu aproximativ 500.000 de răniți și circa 25.000 de decese, peste 90% dintre victimele decedând din cauza inhalării gazelor toxice, adesea în timpul somnului [4]. Incendiile de origine electrică reprezintă aproximativ o treime din total, iar dacă se exclud cauzele ce nu pot fi influențate, precum incendierea intenționată sau eroarea umană, ponderea lor ajunge la circa 50%.

La originea acestor incendii se află frecvent combinația dintre instalații vechi, izolații degradate prin îmbătrânire, radiații UV, umiditate sau rozătoare, cabluri strivite ori cu raze de curbura prea mici și contacte imperfecte, insuficient strânse. Astfel de defecte creează puncte de

rezistență crescută sau trasee carbonizate pe care se poate amorsa un arc electric. Creșterea progresivă a curenților de scurgere pe suprafața izolațiilor poluate poate conduce, de la valori de ordinul a 300 mA, la aprinderea depunerilor de carbon și a izolației.

Dispozitivele de protecție convenționale sunt concepute să reacționeze la variații importante ale curentului – suprasarcini, scurtcircuite sau scurgeri spre pământ. În cazul unui arc electric în serie, curentul de sarcină nu crește, ci scade, ca efect al tensiunii arcului aflat în serie cu receptorul, astfel încât nici MCB-ul, nici RCD-ul nu pot interveni. Pentru arcurile paralele între conductoarele active, eficiența MCB-ului depinde de impedanța buclei de defect, iar RCD-ul nu poate acționa, deoarece nu există curent de scurgere spre pământ [5].

Pentru acoperirea acestor vulnerabilități au fost dezvoltate dispozitivele de detecție a arcului electric de defect (AFDD – Arc Fault Detection Device), care analizează semnalele de curent și de înaltă frecvență și recunosc tiparele caracteristice arcurilor periculoase, comandând deconectarea circuitului înainte ca acestea să producă un incendiu. Tehnologia a apărut în Statele Unite, unde primele brevete datează din 1983, dispozitivele AFCI fiind comercializate din 2001 și devenind obligatorii în circuitele rezidențiale din 2008 [2]. În Europa, AFDD-urile sunt disponibile din 2014, baza normativă fiind standardul SR EN 62606:2015 și amendamentul SR HD 60364-4-42:2011/A1:2015 [3], [8].

Lucrarea de față prezintă principiul de funcționare și caracteristicile dispozitivelor AFDD și analizează, pe baza unor măsurători experimentale, capacitatea unor algoritmi de analiză temporală a semnalului de curent – factorul de vârf, filtrul adaptiv și momentele matematice – de a identifica defectele de arc electric în serie pentru diferite tipuri de sarcini casnice.

## **2. Dispozitive de detecție a arcului electric de defect (AFDD)**

### **2.1. Condițiile de ardere ale arcului electric**

Arcurile electrice de contact se formează la locurile de defect în urma contactului direct sau indirect dintre piesele metalice, mai ales atunci când acestea sunt supuse unor mișcări relative sau prezintă o conductivitate redusă. Vibrațiile mecanice și dilatările termice separă piesele aflate inițial în contact, apare arcul, temperatura crește și materialul conductor se topește local. Ruperea repetată a punții topite produce arcuri instabile de scurtă durată, care ionizează aerul din jur; după stingerea la trecerea curentului prin zero arcul se reaprinde, carbonizând progresiv materialele inflamabile din vecinătate [6].

Defectele de arc paralel pot apărea și în absența unui contact metalic direct, atunci când izolația dintre doi conductori, degradată prin îmbătrânire sau solicitări chimice, termice și mecanice, devine conductivă. Curenții de scurgere pe suprafețele contaminate cu praf sau condens carbonizează materialul plastic, iar traseul carbonizat permite reaprinderea arcului după fiecare trecere prin zero, până la acumularea energiei necesare declanșării unui incendiu. În cazul arcului serie, o zonă de secțiune redusă a conductorului (de exemplu, prin strivire mecanică) determină o densitate de curent ridicată, oxidarea cuprului și creșterea rezistenței, fenomen care se autointensifică până la carbonizarea izolației și formarea unui arc stabil.

Modul în care aceste fenomene sunt monitorizate în practică poate fi urmărit pe structura constructivă a unui dispozitiv AFDD, ilustrată în figura 1 prin vederea în explozie a unității Siemens 5SM6. Capacul frontal (1) integrează butonul Test/Reset (2), utilizat pentru verificarea periodică a funcționalității și pentru resetarea după declanșare, și indicatorul LED (3). Conductoarele circuitului protejat sunt racordate la bornele de intrare L, N (4) și la bornele de ieșire (5). Blocul de senzori (7) conține senzorul de înaltă frecvență (6a), care captează zgomotul specific arcului, și senzorul de curent (6b). Semnalele sunt prelucrate pe placa electronică principală (8) de microcontroler (9), a cărei funcționare este supravegheată de circuitul watchdog (10). La detectarea unui defect, releul de declanșare (12), alcătuit din bobină (12a) și contact (12b), acționează ansamblul de declanșare (11), format din contactul mobil (11a), contactul fix (11b) și camera de stingere a arcului (11c). Fixarea pe șina DIN se realizează prin cleva de montare (13), cu corpul clevii (13a) și arcul de fixare (13b).

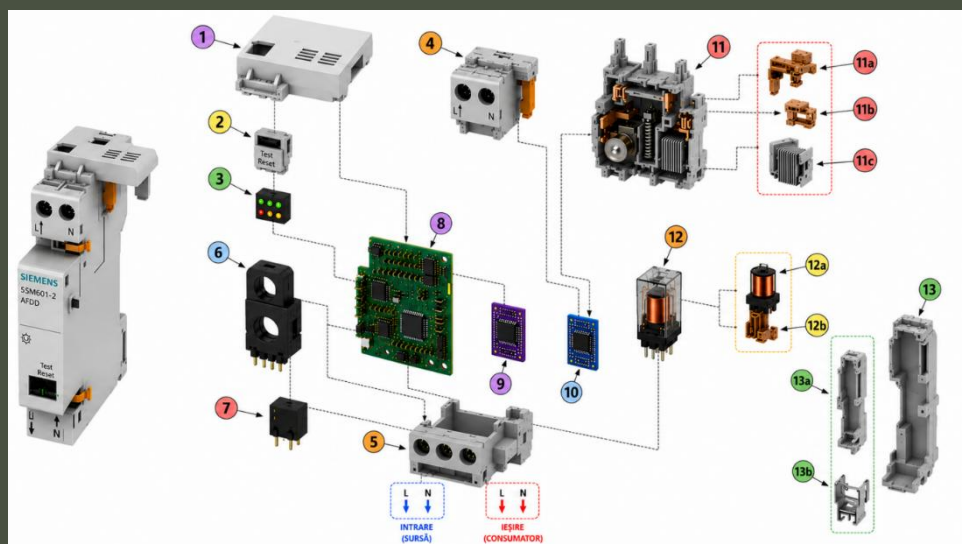


Fig. 1. Vedere în explozie a dispozitivului AFDD Siemens 5SM6 – componente principale.

## 2.2. Comportamentul arcului pe domenii de curent

Arcul electric este o descărcare luminoasă printr-un mediu izolat, care vaporizează parțial electrozii și generează un zgomot de înaltă frecvență în bandă largă. Pentru caracterizarea sa se utilizează stabilitatea arcului, definită ca raportul dintre durata de ardere a arcului și intervalul de observare de 100 ms:

$$S = \frac{t_{arc}}{T_{obs}} < 1, \quad T_{obs} = 100 \text{ ms} \quad (1)$$

unde  $t_{arc}$  este durata cumulată de ardere a arcului în intervalul de observare  $T_{obs}$ . Valoarea este întotdeauna subunitară, datorită trecerilor prin zero ale tensiunii alternative.

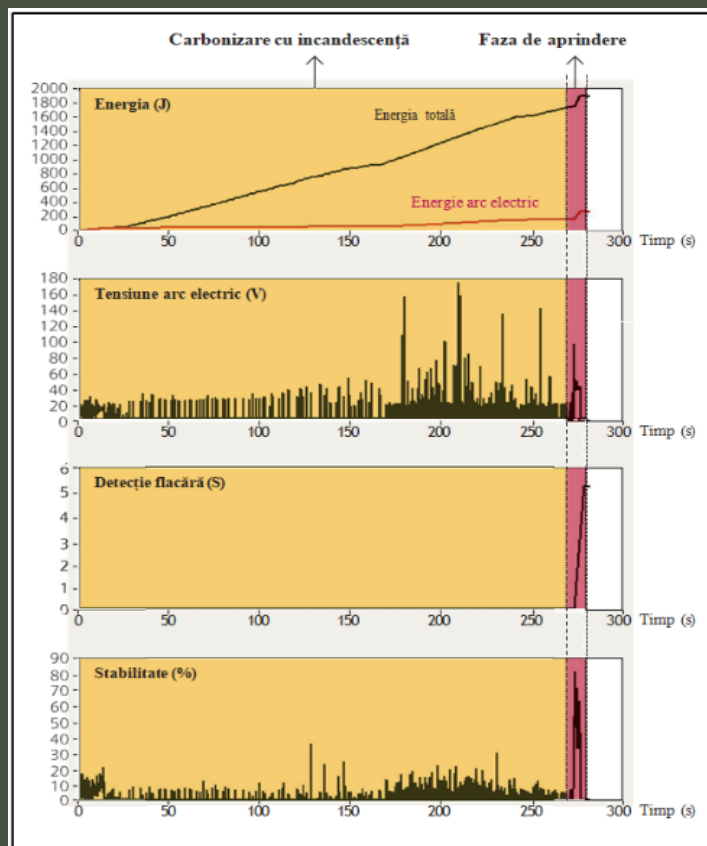


Fig. 2. Evoluția arcului electric serie pentru exemplul 2 A / 230 V [6].

Spre deosebire de arc, incandescența unui contact defectuos nu produce zgomot de înaltă frecvență și se comportă ca o impedanță în serie. Flăcările rezultate se clasifică după durata de ardere continuă: prima flacără (5 ms), flacăra semnificativă (50 ms) și flacăra stabilă (500 ms) [6].

Pentru arcurile în serie cu curenți de până la 3 A, evoluția energiei la locul de defect parcurge două etape (fig. 2): o fază de carbonizare, cu arc instabil, putere medie redusă și creștere lentă a energiei, și o fază de aprindere, în care stabilitatea arcului crește rapid până la 80%, energia se acumulează accelerat și apar flăcările. În acest domeniu energia totală disipată este de două-trei ori mai mare decât energia arcului, diferența fiind datorată incandescenței; sub 2 A, probabilitatea aprinderii este mult redusă.

În intervalul 3–10 A, tranziția spre faza de aprindere este mult mai rapidă, stabilitatea depășește 90%, iar tensiunea arcului are valori de 15–30 V. Acesta este domeniul cu cea mai mare probabilitate de apariție a defectelor, corespunzător majorității aparatelor casnice. Peste 10 A, puterea arcului este atât de mare încât flăcările apar aproape instantaneu, fără carbonizare prealabilă, însă vaporizarea materialului carbonizat sau sudarea conductoarelor împiedică adesea menținerea arcului.

### 2.3. Arcuri paralele și limitele protecțiilor clasice

Spre deosebire de arcurile în serie, pentru care mijloacele convenționale sunt complet ineficiente, arcurile paralele pot fi întrerupte, în anumite condiții, de MCB-uri și siguranțe fuzibile. Curba de curent a unui arc paralel poate conține însă pauze lungi fără curent, deoarece arcu nu se reaprinde întotdeauna după trecerea prin zero, astfel încât declanșarea termică nu este garantată. Curenții de arc pot depăși 100 A, iar tensiunea arcului poate atinge aproximativ 60 V, puterea dezvoltată la locul de defect fiind:

$$P_{arc} = U_{arc} \cdot I_{arc} = 60 \text{ V} \cdot 100 \text{ A} = 6 \text{ kW} \quad (2)$$

iar energia acumulată la locul de defect, care determină aprinderea izolației, se obține prin integrarea puterii instantanee pe durata de ardere a arcului:

$$W_{arc} = \int_0^{t_{arc}} u_{arc}(\tau) \cdot i_{arc}(\tau) d\tau \quad (3)$$

Figura 3 compară curbele de declanșare ale MCB-urilor B, C și D cu caracteristicile B, C și D cu curba unității Siemens AFD 5SM6. În zonele de intersecție ale curbelor, unitatea AFD asigură o protecție suplimentară și mai rapidă împotriva arcurilor paralele, iar pentru arcurile în serie reprezintă singura soluție de protecție.

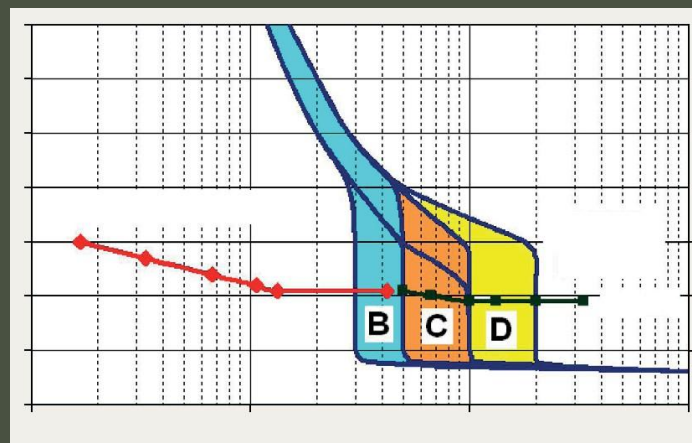


Fig. 3. Curbele de declanșare ale MCB-urilor B, C, D comparativ cu unitatea AFD Siemens 5SM6 [6].

Densitățile mari de putere pot aprinde materialul izolator dacă circuitul nu este întrerupt în fracțiuni de secundă. Măsurătorile curenților de scurtcircuit prospectivi la prizele din clădiri de birouri și apartamente au arătat valori cuprinse, în majoritatea cazurilor, între 150 A și 500 A, pentru care declanșarea magnetică a unui MCB B16 în mai puțin de 100 ms este asigurată. Dacă defectul apare însă într-un cablu prelungitor, impedanța crescută reduce curentul de scurtcircuit, iar tensiunea ridicată a arcului poate împiedica declanșarea magnetică rapidă [6].

### 2.4. Detectarea defectelor de arc electric

Structura de bază a unei unități AFD este prezentată în figura 4. Conductorul de linie și conductorul neutru trec prin unitate și sunt conectate la mecanismul de comutare. Conductorul de linie este monitorizat de doi senzori: un senzor de curent, pentru semnalele de joasă frecvență,

și un senzor de înaltă frecvență (HF), pentru zgomotul generat de arc. Semnalele sunt condiționate de un circuit electronic analogic și prelucrate de un microcontroler, care, la îndeplinirea criteriilor de defect, comandă prin declanșator deschiderea MCB-ului sau RCBO-ului asociat. Puterea semnalului HF este scanată într-o bandă de ordinul MHz și exprimată prin parametrul RSSI [6], [7].

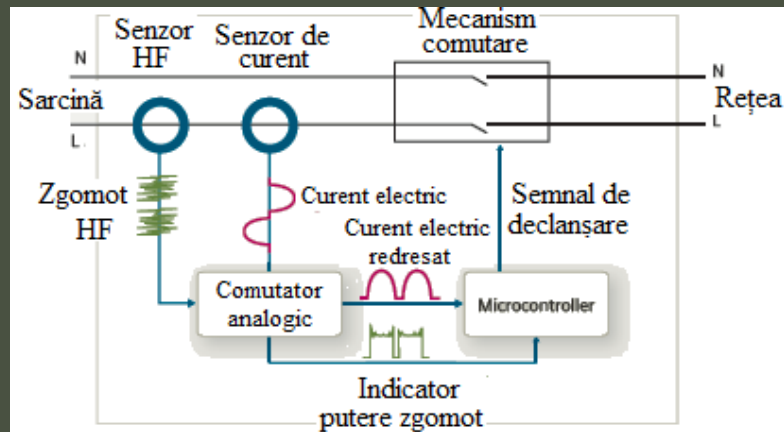


Fig. 4. Structura de bază a unei unități AFD [6].

Detecția arcurilor în serie, care reprezintă aproximativ 80% din volumul de calcul al algoritmului, se bazează pe analiza semnalului RSSI (fig. 5). Derivata  $dRSSI/dt$ , evaluată în zona de trecere prin zero a curentului, alimentează un semnal de referință; integratorul de defect este incrementat doar dacă referința depășește pragul  $G4$  și RSSI atinge cel puțin pragul  $G2$ , iar comanda de declanșare este emisă când integratorul depășește limita  $G5$ . Pentru arcurile paralele, algoritmul devine activ când  $dI/dt$  depășește pragul  $G6$  și  $RSSI > G2$ , integratorul fiind incrementat proporțional cu curentul de arc până la atingerea pragului  $G8$ .

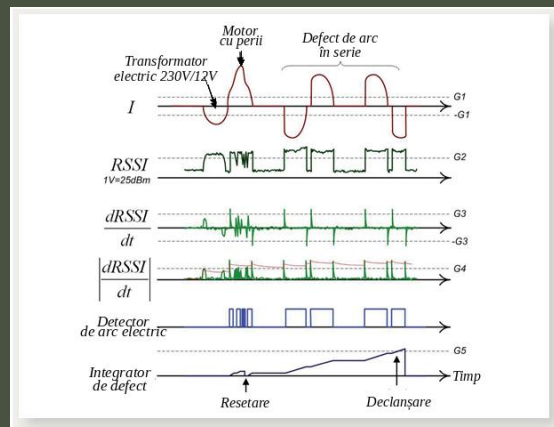


Fig. 5. Procesarea semnalului pentru evaluarea defectelor de arc electric în serie [6].

Pentru evitarea declanșărilor false, integratorul este resetat imediat la apariția unor evenimente atipice pentru un arc, de exemplu întreruperi ale semnalului RSSI, specifice motoarelor cu perii, transformatoarelor electronice, lămpilor fluorescente sau dimmerelor. Algoritmul ține cont și de nivelul zgomotului HF de fond din instalație, banda de scanare fiind aleasă astfel încât diferența dintre zgomotul de arc și cel de fond să fie maximă.

Standardul EN 62606 impune, pentru arcurile în serie, timpi maximi de deconectare de 1 s la 2,5 A, 0,5 s la 5 A, 0,25 s la 10 A, 0,15 s la 16 A și 0,12 s la 32 A, iar pentru arcurile paralele de curent mare un număr maxim de 12 (la 75 A), 10 (la 100 A), respectiv 8 semialternanțe (între 150 A și 500 A) într-un interval de 0,5 s [8]. Standardele IEC 60364-4-42 și HD 60364-4-42 recomandă montarea AFDD la originea circuitelor din dormitoare, centre de îngrijire, clădiri din lemn, spații cu materiale combustibile sau cu bunuri de neînlocuit [5]. Dispozitivele dispun de autotest periodic, supraveghere a firmware-ului la fiecare 20 ms, deconectare la supratensiuni de peste 275 V și indicator luminos al cauzei declanșării. Conform IEC 62606, se disting trei tipuri constructive: AFDD conectat în serie cu un dispozitiv de protecție existent, AFDD integrat într-un MCB sau RCBO și AFDD asamblat pe șantier, cum este unitatea Siemens 5SM6 montată împreună cu un MCB 5SY sau un RCBO 5SU1.

### 3. Studiu de caz: detectarea defectelor de arc pe baza analizei temporale

#### 3.1. Bancul de testare și sarcinile analizate

Studiul analizează metode de detecție a defectelor de arc electric bazate pe analiza temporală a curentului absorbit de sarcinile casnice. Bancul experimental (fig. 6) permite măsurarea tensiunii de alimentare  $V$ , a tensiunii arcului  $V_{arc}$  și a curentului  $I$  pentru un defect de arc în serie. Arcul este generat pe o cale carbonizată, conform cerințelor IEC 62606 [8] și UL 1699 [9], utilizând conductoare rigide din cupru. Achiziția datelor s-a realizat cu un osciloscop LeCroy WavePro 950 (1 GHz), iar curentul a fost măsurat cu o sondă LeCroy AP015 (50 MHz, 50 A curent de vârf).

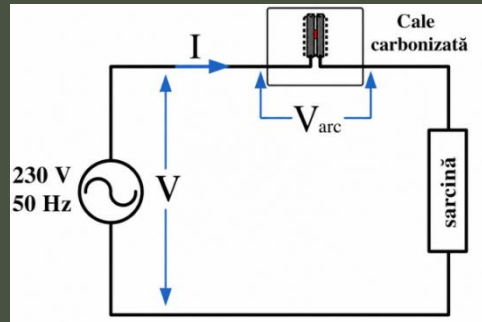


Fig. 6. Bancul de testare experimental.

Sarcinile utilizate, alimentate la 230 V – 50 Hz, sunt prezentate în tabelul 1. Pe lângă sarcina rezistivă de referință, au fost alese sarcini neliniare – aspiratorul și dimmerul – ale căror forme de undă ale curentului se aseamănă cu cele obținute în prezența arcului, ceea ce face detecția mai dificilă. În cazul aspiratorului, arcul apare exclusiv pe semialternanțele pozitive ale curentului. Algoritmii au fost implementați în MATLAB-Simulink, analiza fiind efectuată pentru fiecare semiperioadă a curentului.

Tabel 1. Specificația sarcinilor utilizate (230 V – 50 Hz).

| Sarcina     | Tip       | Valoare     |
|-------------|-----------|-------------|
| Încărcare 1 | Rezistivă | 48 $\Omega$ |
| Încărcare 2 | Aspirator | 1250 W      |
| Încărcare 3 | Dimmer    | 1000 W      |

#### 3.2. Metoda factorului de vârf

Metoda analizează variațiile amplitudinii curentului prin factorul de vârf CF, definit ca raportul dintre valoarea de vârf și valoarea eficace, calculat pentru fiecare semiperioadă [10]. Prin introducerea factorului de formă FF se obține factorul de vârf revizuit CRF; pentru un semnal sinusoidal nedistorsionat:

$$CF = \frac{I_{max}}{I_{rms}} = \sqrt{2} \quad (4)$$

$$FF = \frac{I_{rms}}{I_{avg}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad (5)$$

$$CRF = CF \cdot FF = \frac{I_{max}}{I_{avg}} = \frac{\pi}{2} \quad (6)$$

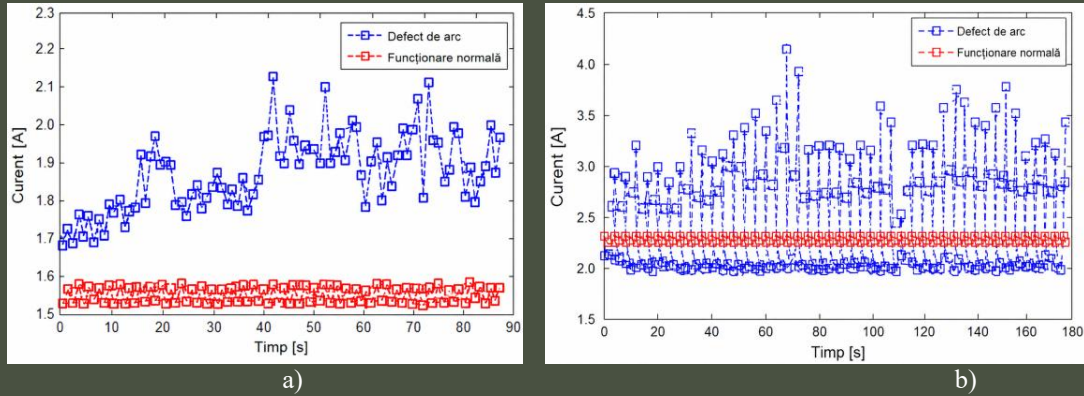


Fig. 7. CRF aplicat semnalului de curent: a) sarcină rezistivă; b) dimmer.

### 3.3. Metoda filtrului adaptiv

Metoda estimează curentul sarcinii cu ajutorul unui filtru adaptiv, ai cărui coeficienți  $w(n)$  sunt ajustați continuu pe baza erorii  $e(n) = d(n) - y(n)$  dintre răspunsul dorit  $d(n)$  și ieșirea  $y(n) = w^T(n) \cdot x(n)$ . În implementarea propusă s-a utilizat filtrul Kalman, realizat în Simulink, pentru predicția și estimarea stării sistemului dinamic. Pentru sarcina rezistivă, prezența arcului produce vârfuri distincte pe curentul de defect estimat, curba fiind ușor de separat de cea corespunzătoare funcționării normale. În schimb, pentru dimmer (fig. 8) și aspirator, impulsurile de curent apar atât în funcționare normală, cât și în prezența arcului, astfel încât detecția defectului este dificil de realizat.

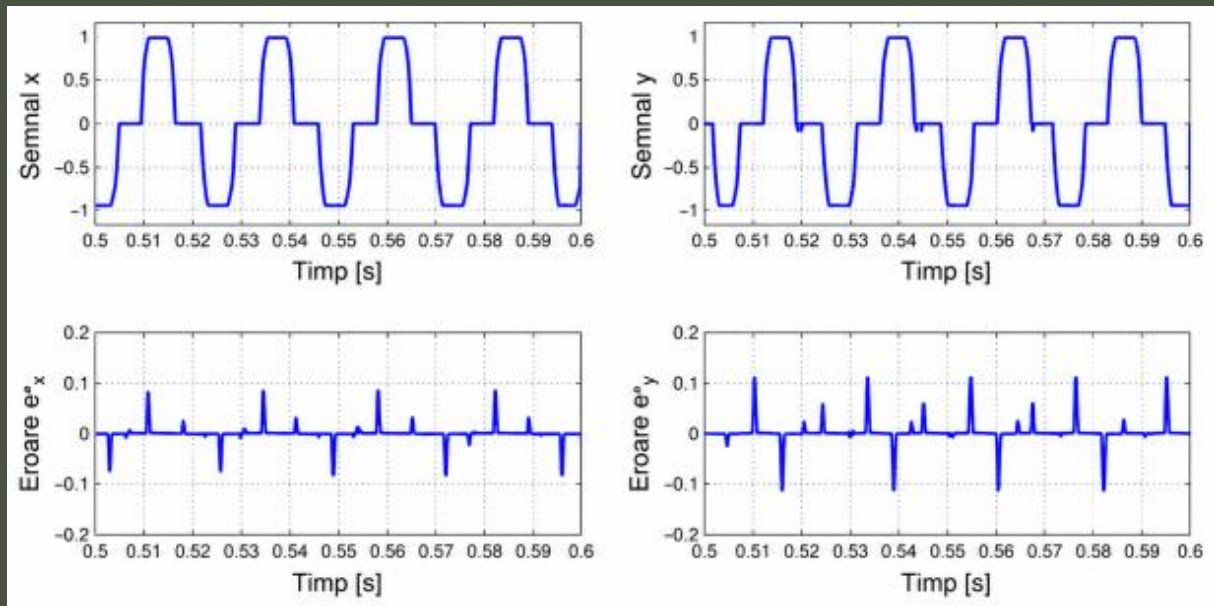


Fig. 8. Rezultatul filtrului adaptiv pentru o sarcină de tip dimmer.

### 3.4. Metoda momentelor matematice

Momentele statistice de ordin superior sunt utilizate pe scară largă în detecția și procesarea semnalelor. Pentru fiecare semiperioadă, cu  $N$  eșantioane  $x_i$  de probabilitate  $p_i$ , s-au calculat media  $\mu$  ( $m_1$ ), varianța  $\sigma^2$  ( $m_2$ ), asimetria (skewness,  $m_3$ ) și kurtiza ( $m_4$ ):

$$m_1 = \mu = \sum_{i=1}^N p_i x_i, \quad m_2 = \sigma^2 = \sum_{i=1}^N p_i (x_i - \mu)^2 \quad (7)$$

$$m_k = \sum_{i=1}^N p_i \left( \frac{x_i - \mu}{\sigma} \right)^k, \quad k = 3, 4 \quad (8)$$

Pentru sarcina rezistivă (fig. 9), în absența arcului valorile sunt stabile:  $m_1 = 0,65$ ,  $m_2 = 0,1$ ,  $m_3 = -0,45$  și  $m_4 = 0,175$ , iar în prezența defectului acestea capătă un caracter aleatoriu pronunțat. Media scade, varianța crește, asimetria rămâne negativă, iar kurtiza scade, rămânând pozitivă, deoarece valorile curentului se concentrează în apropierea centrului semnalului. Pentru aspirator, media și varianța variază semnificativ pe semialternanțele pozitive afectate de arc, iar asimetria și kurtiza prezintă oscilații rapide la fiecare apariție a arcului. Pentru dimmer, coeficienții de asimetrie și kurtoză sunt aproximativ constanți în funcționare normală și variază mai mult sau mai puțin pronunțat în prezența arcului.

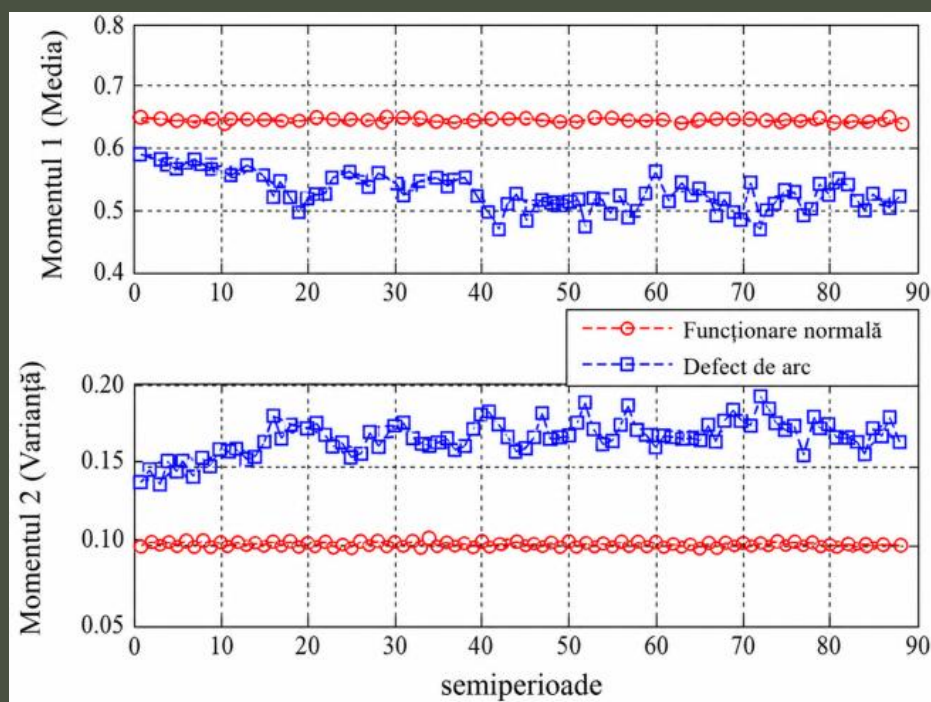


Fig. 9. Momentele matematice de ordinul 1–4 pentru sarcina rezistivă.

#### 4. concluzii

Arcul electric de defect, în special arcul în serie, constituie o cauză majoră a incendiilor de origine electrică, fiind practic invizibil pentru protecțiile clasice: MCB-urile, siguranțele fuzibile și RCD-urile nu reacționează la arcurile în serie și oferă o protecție condiționată de impedanța buclei în cazul arcurilor paralele între conductoarele active.

Dispozitivele AFDD acoperă această vulnerabilitate prin analiza combinată a curentului și a zgomotului de înaltă frecvență (RSSI) cu algoritmi implementați pe microcontroler, asigurând timpi de deconectare impuși de EN 62606 (de la 1 s la 2,5 A până la 0,12 s la 32 A) și o protecție suplimentară în zonele de intersecție cu curbele MCB-urilor. Cel mai expus domeniu este cel de 3–10 A, corespunzător majorității aparatelor casnice.

Studiul de caz a arătat că performanța metodelor de analiză temporală depinde puternic de tipul sarcinii. Filtrul adaptiv Kalman nu oferă rezultate satisfăcătoare pentru sarcinile neliniare, în timp ce factorul de vârf revizuit permite detecția arcului inclusiv pentru dimmer, cea mai dificilă sarcină analizată, fiind adecvat fenomenelor cu variație temporală pronunțată.

Elementul de interes al lucrării îl reprezintă confirmarea faptului că asimetria (skewness) și kurtotza curentului, calculate pe fiecare semiperioadă, sunt indicatori statistici simpli și sensibili la prezența arcului. Combinarea acestora cu factorul de vârf și cu analiza semnalului de înaltă frecvență poate crește fiabilitatea detecției și poate reduce declanșările false ale dispozitivelor AFDD.

#### 5. Bibliografie

1. M. Adam, A. Baraboi, Echipamente electrice, Editura „Gh. Asachi”, Iași, 2002.
2. ABB, System pro M compact – DIN Rail components for low voltage installation, catalog, 2012.
3. F.-E. Ionescu, „AFDD – Dispozitive de detectare a defectului de arc electric”, Electricianul, aug. 2017. Disponibil: <https://www.electricianul.ro/afdd-dispozitive-de-detectare-defectului-de-arc-electric/>.
4. European Commission, Consumer Fire Safety: European Statistics and Potential Fire Safety Measures, Raport tehnic, Bruxelles, 2009.
5. IEC 60364-4-42, Low-voltage electrical installations – Part 4-42: Protection for safety – Protection against thermal effects, International Electrotechnical Commission, Geneva, 2010.
6. Siemens AG, 5SM6 AFD Units – Technology Primer, SENTRON, Regensburg, 2016.
7. J. M. Martel, Serielle Störlichtbögen in Elektroinstallationen im Niederspannungsbereich, Siemens AG, AKK-Seminar, 2009.

8. IEC 62606, General requirements for arc fault detection devices, International Electrotechnical Commission, 2013.
9. Underwriters Laboratories, ANSI/UL 1699 – Standard for Safety for Arc-Fault Circuit-Interrupters, ed. 2, 2008.
10. C. Kim, B. Russell, „Analysis of distribution disturbances and arcing faults using the crest factor”, Electric Power Systems Research, vol. 35, pp. 141–148, 1995.

# IDENTIFICAREA SITUAȚIILOR DE RISC PRINTR-UN SISTEM DE MONITORIZARE BAZAT PE DISPOZITIVE WEARABLE ȘI INTELIGENȚĂ ARTIFICIALĂ

Autori: stud. Petru-Cristian GRĂMESCU

stud. Ana-Maria RĂDUȚ Coordonator: Lect. univ. dr. Simona Mihaela BIBIC

Universitatea Națională de Știință și Tehnologie POLITEHNICA București  
Facultatea de Inginerie Electrică

**Rezumat.** Lucrarea prezintă o soluție eficientă pentru creșterea siguranței persoanelor aflate în situații de urgență. Soluția propusă prezintă un sistem realizat dintr-un plastru flexibil de tip electronic skin (*E-skin*) și o brățară inteligentă, care sunt capabile să monitorizeze în timp real funcțiile biologice ale utilizatorului. Pentru a identifica cazurile cu un nivel de risc ridicat, datele provenite din senzorii integrați sunt analizate cu ajutorul *inteligenței artificiale* (AI), care este capabilă să diferențieze un pericol iminent de o situație normală, reducând astfel posibilitatea transmiterii alarmelor false. De asemenea, acest sistem se folosește atât de conexiuni wireless securizate, cât și de mecanisme capabile să identifice locația în timp real. Sunt implementate și măsuri de protecție a datelor personale, astfel încât este asigurată transmiterea sigură a alertelor către contactele de urgență, fără a necesita disponibilitatea unui telefon mobil. În acest context, în lucrare se propune un model complex care poate îmbina monitorizarea fiziologică detaliată cu procesarea datelor și comunicarea acestora. Astfel, rezultatele obținute au demonstrat faptul că prin implementarea senzorilor, a algoritmilor de analiză și a transmiterii confidențiale a informațiilor personale într-un sistem inteligent, acesta contribuie la eficientizarea siguranței persoanei monitorizate.

## 1. Introducere

Monitorizarea continuă și neinvazivă a funcțiilor vitale reprezintă un domeniu care necesită o atenție deosebită, deoarece contribuie la protejarea persoanelor și la intervenția promptă în situații de urgență. Datorită dezvoltării tehnologiei *electronic skin* (*e-skin*) și a dispozitivelor wearable, au putut fi realizate sisteme capabile să monitorizeze în timp real funcțiile biologice ale omului și să identifice apariția unor stări anormale [1].

De-a lungul anilor, tehnologia *E-skin* și dispozitivele inteligente au cunoscut o dezvoltare considerabilă, fiind utilizate atât în domeniul medical (respectiv industrial), cât și în cel al siguranței personale. De asemenea, prin intermediul comunicațiilor wireless și al inteligenței artificiale a fost posibilă crearea unor sisteme care sunt capabile să analizeze în timp real datele provenite de la senzori și să transmită automat alerte către contactele de urgență. Multe dintre soluțiile existente depind de un telefon mobil funcțional sau pot monitoriza un număr redus de parametri, fără a fi realizată analiza corespunzătoare a rezultatelor obținute, iar aceste aspecte pot limita funcționarea în situații critice.

În acest context, lucrarea propune un sistem inteligent de monitorizare pentru persoanele aflate în situații de risc. Acesta este format din: (i) un plastru flexibil de tip *E-skin* și (ii) o brățară inteligentă. Sistemul măsoară simultan mai mulți parametri fiziologici, analizează datele cu ajutorul algoritmilor de inteligență artificială și transmite automat alerte, împreună cu locația utilizatorului, către contactele de urgență [2]. În continuare, sunt prezentate: (a) arhitectura sistemului, (b) integrarea senzorilor, (c) metoda de identificare a situațiilor de risc

și (d) analiza datelor obținute în urma validării soluției propuse.

## 2. Arhitectura hardware și integrarea senzorilor

Arhitectura sistemului propus este prezentată în Fig. 2.1 și este alcătuită din două componente principale: (A) un plastru inteligent de tip *E-skin* și (B) o brățară inteligentă, iar conexiunea dintre acestea utilizează protocolul *Bluetooth Low Energy* (BLE) [3]. Dispozitivul flexibil realizează diferite măsurători, în timp ce brățara analizează datele rezultate, identificând situațiile de risc și transmițând alertele către contactele de urgență.

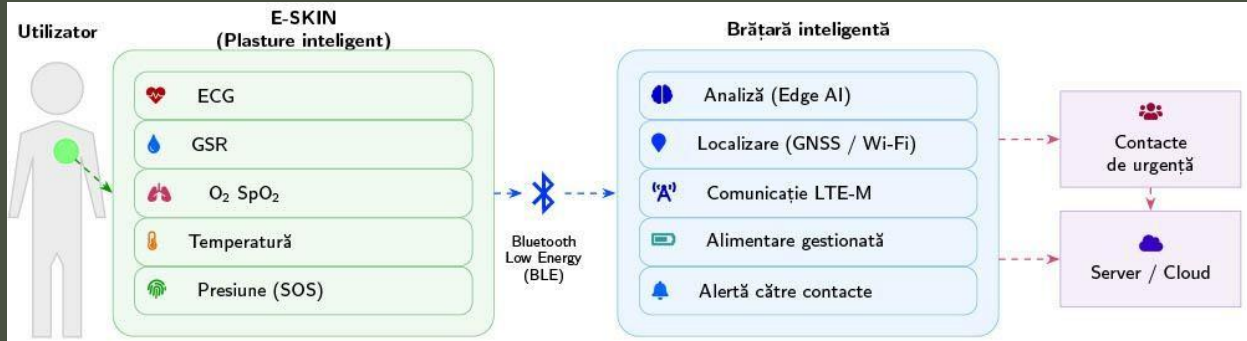


Fig. 2.1. Arhitectura generală a sistemului propus *SEBRAC* (Smart E-skin Bracelet with AI for Care)

Modul de funcționare al sistemului este ilustrat în Fig. 2.2. Se poate observa că, după achiziția și analiza datelor, sistemul *SEBRAC* decide dacă există o situație riscantă sau nu. În caz afirmativ, sunt activate funcțiile de localizare și de transmitere automată a notificărilor de urgență, iar în caz contrar, monitorizarea individului continuă.

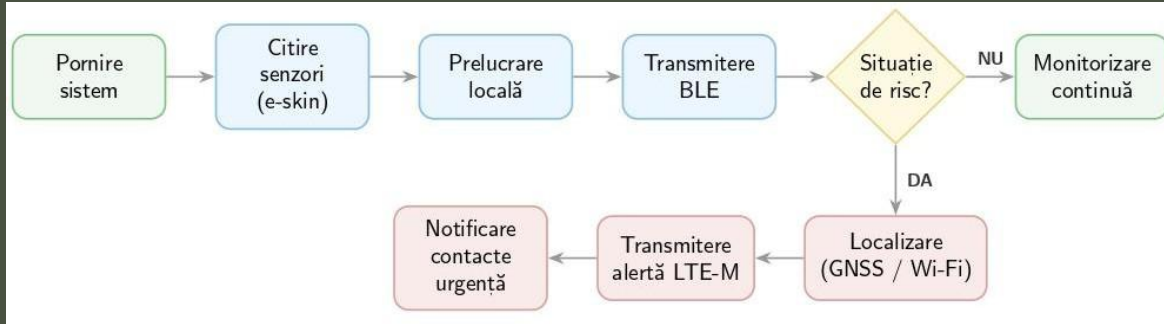


Fig. 2.2. Etapele procesului de monitorizare și alertare

## 3. Algoritmi edge ai și fuziune senzorială

Inteligența artificială analizează datele provenite de la senzorii ECG, GSR, SpO<sub>2</sub> pentru identificarea stării de pericol [4]. Astfel, după filtrarea zgomotului, informațiile sunt combinate pentru calculul unui scor de risc, ca alertele să fie declanșate doar atunci când sunt detectate simultan mai multe semne specifice unei urgențe. Pentru a reduce alarmele false, sistemul se ocupă de realizarea unei calibrări inițiale a utilizatorului și folosește un model bazat pe scorul de *stres biometric*  $S_B$  și pe *indicele de mișcare*  $M$ , vezi [5].

$$S_B(t) = \alpha \cdot \Delta HR(t) + \beta \cdot \left| \frac{dGSR(t)}{dt} \right| \quad (1)$$

Unde  $\Delta HR(t) = HR(t) - HR_{rest}$  reprezintă variația ritmului cardiac față de starea de repaus,  $\frac{dGSR(t)}{dt}$  este viteza de schimbare a conductanței pielii, iar  $\alpha, \beta$  sunt coeficienții de pondere ( $\alpha + \beta = 1$ ).

Diferența dintre o stare de panică tranzitorie (*jump scare*) și o urgență reală este efectuată prin integrarea scorului instantaneu pe o fereastră temporală critică de  $\tau = 5s$ .

$$R_{score} = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t S_B(t) dt \quad (2)$$

Decizia finală de alertare este stabilită pe baza *Indicelui de Mișcare M* (determinat cu ajutorul accelerometrului din brățară) :

$$Stare(t) = \begin{cases} \text{Urgență Confirmată,} & \text{dacă } R_{score} > \theta \text{ și } M < M_{prag} \\ \text{Efort Fizic,} & \text{dacă } R_{score} > \theta \text{ și } M \geq M_{prag} \\ \text{Stare de Panică Tranzitorie,} & \text{dacă } S_B(t) > \theta \text{ dar } R_{score} \leq \theta \end{cases} \quad (3)$$

unde  $\theta$  reprezintă pragul critic de risc stabilit la calibrare, iar componenta  $M_{prag}$  indică valoarea ce delimitează starea de imobilitate.

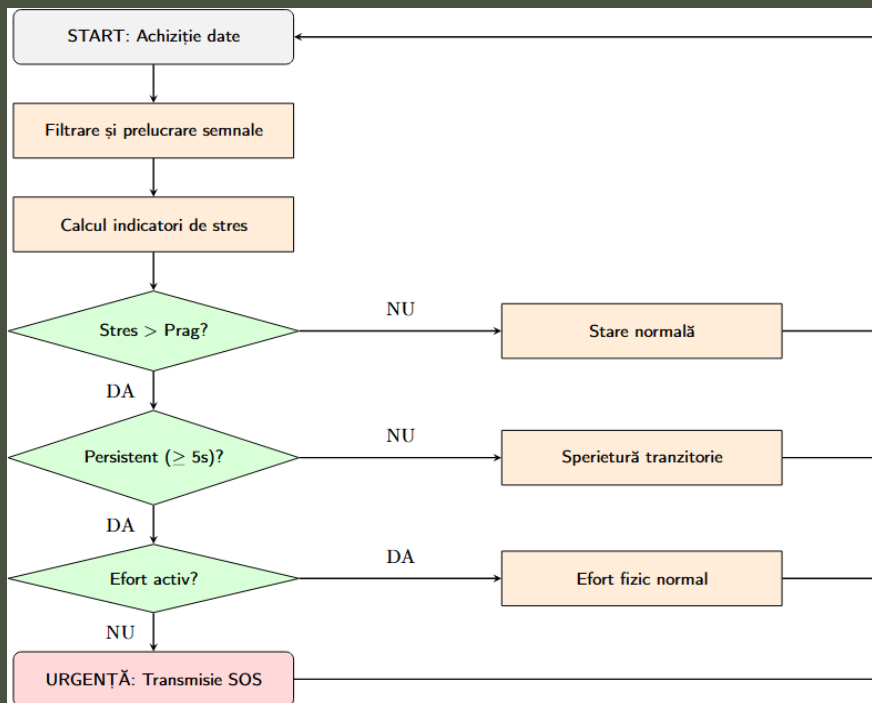


Fig. 3.1. Diagrama logică a algoritmului de identificare a situațiilor de risc

#### 4. Simulare funcțională și analiză metrologică

În scopul evaluării funcționării sistemului propus, s-a realizat o simulare a unui accident într-o stație electrică, în care un angajat își pierde cunoștința, iar telefonul acestuia devine indisponibil. Pentru a efectua analiza, a fost urmărită capacitatea dispozitivului de a identifica automat situația de pericol prin analiza imobilității și a semnalelor biologice ale organismului aflat în stare de șoc și de a trimite, independent, alerte către contactele desemnate. În situațiile în care

semnalul GPS este afectat, sistemul utilizează o metodă alternativă de localizare prin rețelele disponibile în apropiere.

Platforma este proiectată astfel încât să poată fi utilizată în medii dificile, unde sunt necesare precizie și autonomie ridicate. De asemenea, algoritmi implementați se ocupă de identificarea erorilor de măsurare și eliminarea alarmelor false generate de transpirație, mișcări normale sau interferențe electromagnetice. Pentru a reduce consumul energetic, elementele de comunicație sunt activate doar atunci când este identificată o situație de urgență, iar în regimul normal de funcționare, acestea sunt inactive [6].

## 5. Concluzii

În prezent, creșterea siguranței și necesitatea monitorizării permanente a stării unei persoane implică dezvoltarea unor sisteme care să fie capabile să detecteze automat situațiile de risc [7]. O importanță deosebită o constituie capacitatea lor de detectare rapidă a unui pericol, fiindcă, în anumite cazuri, persoana afectată nu poate solicita ajutor. În această lucrare a fost propus un sistem hibrid (SEBRAC), destinat atât monitorizării parametrilor fiziologici, cât și transmiterii alertelor. Scopul analizei nu este doar de a detecta situațiile de urgență, ci și de a reduce alertele false apărute. În acest context, au fost utilizați algoritmi Edge AI pentru a analiza datele, precum și conexiunea LTE-M/eSIM pentru a transmite automat informațiile. Rezultatele obținute evidențiază posibilitatea utilizării acestuia pentru protecția muncii, siguranța personală și monitorizarea medicală la distanță [8].

## 6. Bibliografie

1. Wang, X., Dong, L., Zhang, H., Yu, R., Pan, C., & Wang, Z. L. (2015). Recent progress in electronic skin. *Advanced Science*, 2(10), 1500169.
2. Deepa, A., Manikandan, N. K., Latha, R., Preetha, J., Kumar, T. S., & Murugan, S. (2023, August). IoT-based wearable devices for personal safety and accident prevention systems. In *2023 Second International Conference On Smart Technologies For Smart Nation (SmartTechCon)* (pp. 1510-1514). IEEE.
3. Zhang, T., Lu, J., Hu, F., & Hao, Q. (2014, October). Bluetooth low energy for wearable sensor-based healthcare systems. In *2014 IEEE healthcare innovation conference (HIC)* (pp. 251-254). IEEE.
4. Tsoukas, V., Boumpa, E., Giannakas, G., & Kakarountas, A. (2021, November). A review of machine learning and tinyml in healthcare. In *Proceedings of the 25th Pan-Hellenic Conference on Informatics* (pp. 69-73).
5. Elzeiny, S., & Qaraqe, M. (2018, October). Machine learning approaches to automatic stress detection: A review. In *2018 IEEE/ACS 15th International Conference on Computer Systems and Applications (AICCSA)* (pp. 1-6). IEEE.
6. Gia, T. N., Sarker, V. K., Tcareno, I., Rahmani, A. M., Westerlund, T., Liljeberg, P., & Tenhunen, H. (2018). Energy efficient wearable sensor node for IoT-based fall detection systems. *Microprocessors and Microsystems*, 56, 34-46.
7. Custodio, V., Herrera, F. J., López, G., & Moreno, J. I. (2012). A review on architectures and communications technologies for wearable health-monitoring systems. *Sensors*, 12(10), 13907-13946.
8. Svertoka, E., Saafi, S., Rusu-Casandra, A., Burget, R., Marghescu, I., Hosek, J., & Ometov, A. (2021).
9. Wearables for industrial work safety: A survey. *Sensors*, 21(11), 3844

# MODUL DE VIZIUNE COMPUTERIZATĂ ȘI ARBITRARE A COMENZILOR

Autori: stud. Andrei-Gabriel Chiriac  
Coordonator: Prof. univ. dr. ing. Cristian Zet

Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași  
Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată  
Departamentul de Măsurări Electrice și Materiale Electrotehnice

**Rezumat.** Prezenta lucrare descrie dezvoltarea unui sistem de detectare și urmărire a persoanelor, destinat sistemelor de aeronave fără pilot (*Unmanned Aircraft System* – UAS). Obiectivul principal constă în proiectarea unei arhitecturi software modulare, optimizată pentru execuția pe un accelerator hardware de bord. Aceasta facilitează identificarea și urmărirea țintei, generând comenzi de direcție bazate pe poziționarea spațială a acesteia în planul vizual. Sistemul este proiectat să asigure un timp de răspuns de maximum 33 ms (echivalentul procesării a 30 de cadre pe secundă) în regim nominal, încadrându-se într-un buget energetic de 10–15 W, deși arhitectura permite atingerea unei rate de 60 de cadre pe secundă în absența constrângerilor de putere. Procesarea video a fost implementată pe platforma NVIDIA Jetson Orin Nano Super, integrând accelerarea hardware GPU (*Graphics Processing Unit* – GPU), mediul NVIDIA DeepStream, arhitectura YOLOv11s și un algoritm dedicat de urmărire. Comenzile de navigație rezultate sunt transmise către un subsistem hardware de arbitraj, responsabil de gestionarea priorităților între regimul de control autonom și intervențiile operatorului uman. În etapa de validare a sistemului, premergătoare integrării cu platforma aeriană (cu denumirea internă *Anthony*, revizia 3.0) și cu controlerul de zbor (cu denumirea internă *Adam*, revizia 1.0), a fost utilizat un controler simulat. Emulatorul, realizat cu microcontrolerele Arduino R4 și MSP430FR2355, interpretează comenzile acceleratorului și validează mecanismul de arbitraj în timp real. Evaluarea experimentală a performanțelor a constatat într-o analiză comparativă a implementărilor în C++ și Python, investigarea impactului diverselor profiluri de putere și evaluarea diferențelor dintre execuția locală și cea de la distanță. Datele obținute au fost validate și ierarhizate prin intermediul Scorului de Performanță Viziune Computerizată (SPVC).

## 1. Introducere

Dezvoltarea sistemelor aeriene fără pilot (*Unmanned Aircraft System* – UAS) a condus la apariția unor soluții tot mai complexe de navigație, control și procesare a informației provenite de la senzori. Printre cerințele fundamentale ale acestor aplicații se numără interpretarea datelor vizuale direct la bordul aeronavei; în mod particular, detectarea și urmărirea unei persoane impun prelucrarea fluxului video în timp real, sub constrângeri stricte de latență și de buget energetic.

În acest context, prezenta lucrare propune dezvoltarea și implementarea unui sistem de detectare și urmărire a persoanelor, destinat asistării navigației autonome. Obiectivul principal constă în proiectarea unei arhitecturi software modulare, optimizate pentru execuția pe un accelerator hardware de bord. Aceasta facilitează identificarea și urmărirea țintei, generând comenzi de direcție bazate pe poziționarea spațială a acesteia în planul vizual. În regim nominal, sistemul asigură un timp de răspuns de maximum 33 ms (30 FPS) într-un buget energetic de 10–15 W, arhitectura permițând scalarea până la 60 FPS când nu există constrângeri stricte de putere. Procesarea video este implementată pe platforma NVIDIA Jetson Orin Nano Super, valorificând accelerarea hardware pe o unitate de procesare grafică (*Graphics Processing Unit* – GPU), mediul NVIDIA DeepStream, arhitectura YOLOv11s și un algoritm dedicat de urmărire. Comenzile de navigație rezultate sunt transmise către un subsistem hardware de arbitraj, responsabil de gestionarea priorităților între regimul de control autonom și intervențiile operatorului uman, sistemul acționând ca un nivel intermediar asistent, fără a se substitui controlerului de zbor. În etapa de validare, premergătoare integrării cu platforma aeriană și cu modulul de zbor, s-a utilizat un controler simulat (realizat pe baza microcontrolerelor Arduino R4 și MSP430FR2355), care interpretează comenzile generate și validează mecanismul de arbitraj. Performanțele au fost evaluate experimental printr-o

analiză comparativă a implementărilor în C++ și Python, a profilurilor de putere și a tipului de execuție (locală versus la distanță), rezultatele fiind validate și ierarhizate prin intermediul Scorului de Performanță Viziune Computerizată (SPVC).

Lucrarea este structurată în șase capitole, corpul principal acoperind în următoarele secțiuni tranziția de la fundamentele teoretice la implementarea practică și validarea experimentală:

- Capitolul 2 prezintă noțiunile de bază privind sistemele de aeronave fără pilot (UAV): terminologia, clasificările, componentele principale și arhitecturile, aspecte necesare înțelegerii contextului de integrare a unui modul de procesare vizuală.
- Capitolul 3, nucleul aplicativ al lucrării, este dedicat procesării vizuale accelerate hardware (GPU). Acesta detaliază integrarea platformei Jetson Orin Nano Super cu camera Sony IMX477, configurarea lanțului NVIDIA DeepStream și a modelului YOLOv11s, mecanismul de urmărire și generare a comenzilor, precum și tranziția de la prototipul validat în Python la implementarea finală în C++.
- Capitolul 4 descrie arhitectura subsistemului de arbitrare a comenzilor (controlerul simulat), explicând interfațarea modului de achiziție radio (Arduino R4) cu modulul de decizie (MSP430FR2355), alături de funcționarea subsistemului de semnalizare vizuală.
- Capitolul 5 expune metodologia de testare și evaluarea experimentală a performanțelor utilizând metrica SPVC, lucrarea încheindu-se în capitolul 6 cu sinteza concluziilor și enunțarea direcțiilor viitoare de dezvoltare.

## 2. Drone: concepte generale

Dronele, definite în literatura tehnică drept vehicule aeriene fără pilot (*Unmanned Aerial Vehicle* – UAV), reprezintă sisteme integrate utilizate extensiv în aplicații militare, civile și științifice [1] [2]. Terminologia de specialitate distinge acronimele UAV, UAS (*Unmanned Aircraft System*) și RPAS (*Remotely Piloted Aircraft System*), fiecare evidențiind o particularitate arhitecturală sau operațională [1] [2] [3]. Conceptul de UAS definește ansamblul complet, incluzând aeronava propriu-zisă, stația de control la sol, legăturile de comunicație pentru comandă și control, precum și echipamentele auxiliare [1] [2] [4]. Din perspectivă funcțională, o astfel de platformă poate fi operată de la distanță sau poate executa decizii de zbor în regim autonom [1] [2].

### 2.1. Clasificare. Terminologie

Clasificarea academică a sistemelor de aeronave fără pilot poate fi realizată în funcție de masa maximă la decolare (MTOM – *Maximum Take-Off Mass*), configurația aerodinamică și anvelopa de zbor [5] [6]. Indicatorul MTOM reprezintă greutatea totală admisă a aeronavei în momentul decolării, incluzând structura, bateria, combustibilul (dacă există) și sarcina utilă. În funcție de configurația aerodinamică, platformele se clasifică în [5]:  
cu aripă fixă.

- cu aripă rotativă.
- hibride.
- bio-inspirate.
- În mod complementar, clasificarea operațională ține cont de domeniul de utilizare, categoria de risc și modul de pilotare [7]. În acest sens, sunt relevante următoarele regimuri de zbor și operare:
  - în linia de vedere vizuală (VLOS – *Visual Line of Sight*).
  - dincolo de linia de vedere vizuală (BVLOS – *Beyond Visual Line of Sight*).
  - operarea autonomă.

### 2.2. Componentele principale ale unei drone

Arhitectura fizică a unui vehicul aerian fără pilot este structurată în cinci subsisteme majore [8]:

- Structura portantă: integrează și consolidează echipamentele de bord, preluând solicitările

mecanice apărute în timpul zborului.

- Sistemul de propulsie: este compus, în mod uzual, din motoare de curent continuu fără perii (BLDC – *Brushless Direct Current*), controlere electronice de turație (ESC – *Electronic Speed Controller*) și ansamblul elicelor.
- Sursa de energie: este reprezentată preponderent de acumulatori Litiu-Polimer (Li-Po), aleși pentru raportul optim între greutate și densitatea energetică.
- Sistemul de comandă și control: coordonează și procesează informațiile provenite de la senzorii de bord, generând comenzile necesare către actuatori pentru stabilizare și navigare.
- Sarcina utilă (*payload*): include echipamentele specifice misiunii (ex. camere video, senzori LiDAR, module de achiziție a datelor), fiind independentă de funcțiile vitale de zbor.

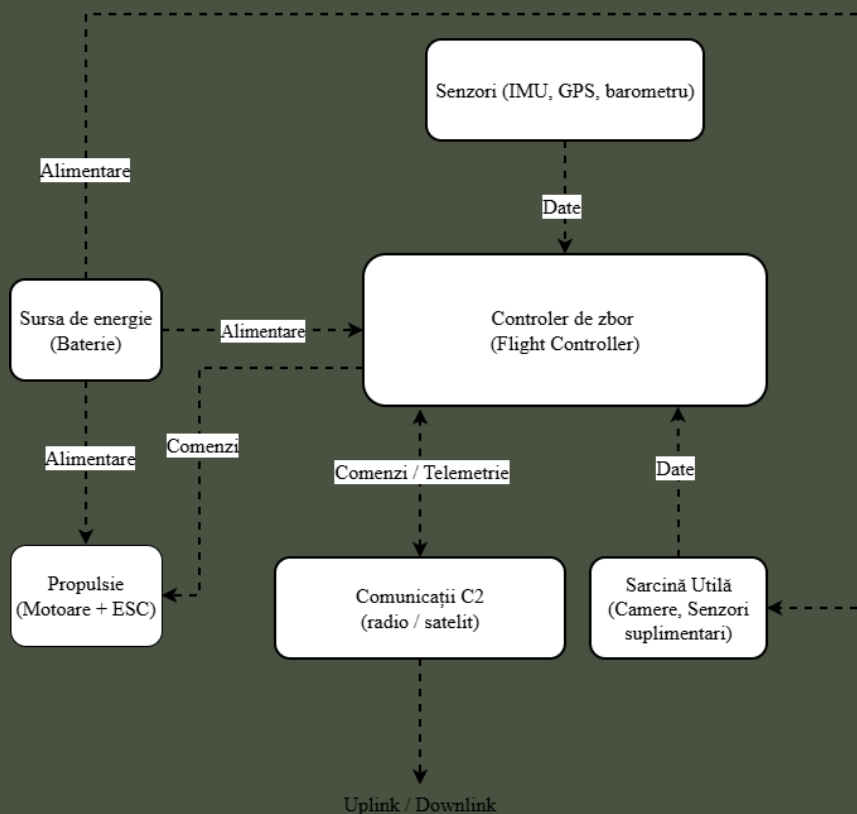


Fig. 1. Arhitectura generală a sistemului de vehicul aerian fără pilot.

### 2.3. Structura și arhitectura generală

Arhitectura internă a vehiculului este centrată pe controlerul de zbor. Acesta preia datele de la unitatea de măsurare inerțială, modulul GPS și barometru, transmițând apoi comenzile către propulsie, comunicații și sarcina utilă [1] [2]. Sursa de energie asigură alimentarea unitară a controlerului de zbor, a elementelor de acționare, a echipamentelor de comunicații și a sarcinii utile, în timp ce magistrala de date realizează legătura bidirecțională între controler, sarcina utilă și interfața de comunicații cu solul, după cum se poate observa în Fig. 1 [1] [2].

## 3. Procesarea vizuală cu gpu

Acest capitol analizează rolul unității de procesare grafică (GPU) în sistemele de viziune computerizată de bord, detaliind integrarea platformei NVIDIA Jetson Orin Nano Super și a lanțului de procesare software optimizat pentru timp real.

### 3.1. Diferențe între CPU și GPU și avantaje în viziune și AI

Unitatea de procesare grafică (GPU) este un procesor bazat pe o arhitectură masiv paralelă, integrând un număr ridicat de nuclee de calcul [9] [10] [11]. Fluxul său de date presupune o

colaborare strânsă cu unitatea centrală de procesare (CPU – *Central Processing Unit*) prin intermediul driverelor și al interfețelor API (ex. OpenGL, DirectX), conform Fig. 2 [9] [10]. Instrucțiunile inițiate de CPU sunt traduse de driver și executate de GPU printr-o bandă de asamblare secvențială (*pipeline*), care include procesarea vârfurilor, teselarea, rasterizarea și umbrirea fragmentelor [10] [11].

Această topologie hardware permite execuția simultană a unui volum vast de operații, fiind optimizată pentru prelucrarea matricială a imaginilor și accelerarea algoritmilor de inteligență artificială (AI) [12] [13]. Astfel, în sistemele de viziune computerizată în timp real, paralelismul nativ al platformei GPU maximizează debitul de procesare (*throughput*) și minimizează considerabil latența pe fiecare cadru [12] [13].

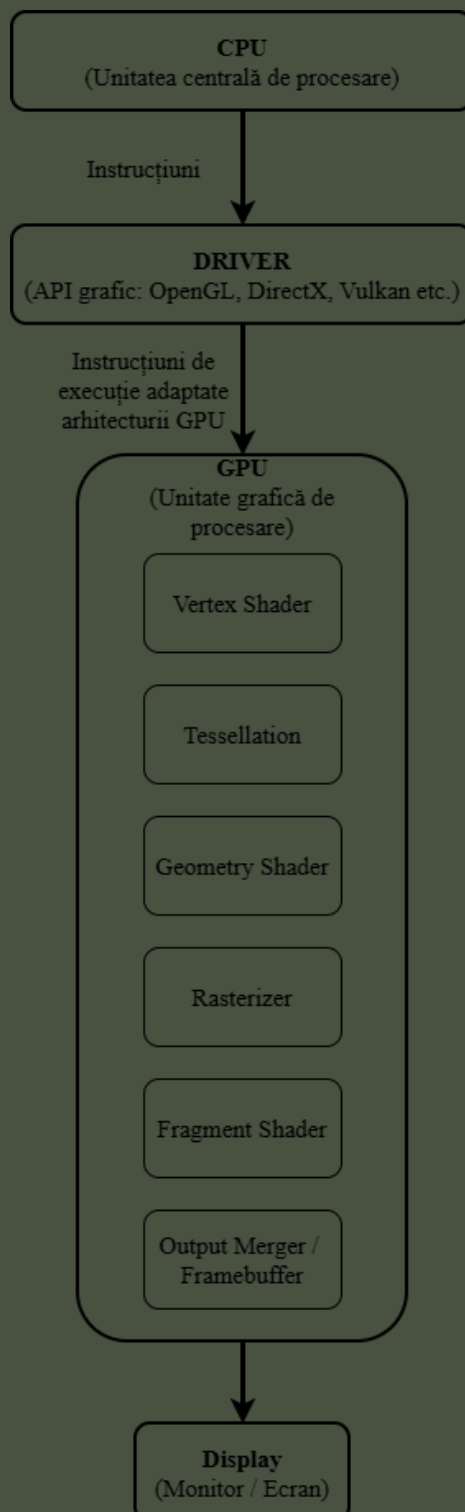


Fig. 2. Fluxul de procesare grafică între CPU și GPU.

### 3.2. Noțiuni de viziune computerizată

Viziunea computerizată are ca obiectiv extragerea automată a informațiilor utile din imagini și secvențe video, vizând în principal detecția, localizarea și urmărirea obiectelor în timp [14] [15] [16].

Conform arhitecturii ilustrate în Fig. 3, fluxul general de procesare (*pipeline*) este structurat în etape secvențiale [17] [18]. Acesta debutează cu achiziția și preprocesarea datelor vizuale (filtrare, corecții), urmate de selecția regiunilor de interes și extragerea trăsăturilor. Procesul se încheie cu faza de procesare de nivel înalt (inferența modelelor de detecție) și generarea deciziei finale (clasificare, alerte sau rezultate statistice) [17] [19].

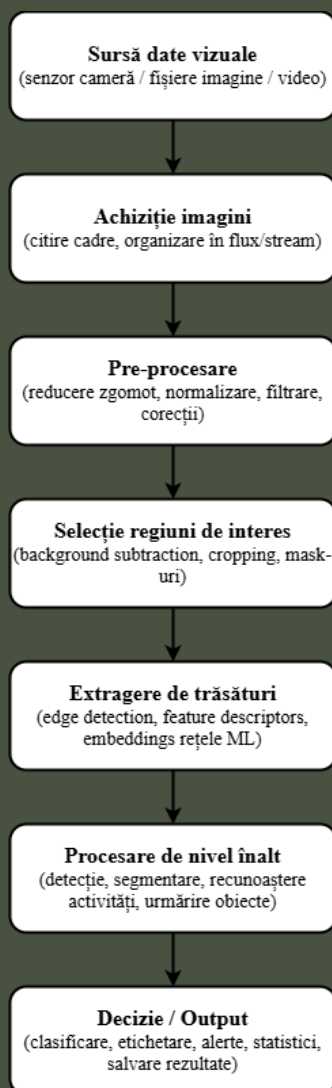


Fig. 3. Fluxul de procesare a imaginii (diagramă de ansamblu).

### 3.3. Integrarea hardware: NVIDIA Jetson Orin Nano Super și senzori

Platforma NVIDIA Jetson Orin Nano Super (Fig. 4) reprezintă acceleratorul hardware dedicat procesării locale a fluxurilor video. Dintre modulele optice evaluate preliminar (Sony IMX219, IMX708 și IMX477), validarea experimentală s-a realizat utilizând senzorul IMX477, configurat la o rezoluție de 1080p și 60 FPS. Implementarea acestei soluții compacte, bazate pe procesare GPU locală (*edge computing*), permite execuția autonomă a inferenței, eliminând dependența de o infrastructură server externă.



Fig. 4. Platforma NVIDIA Jetson Orin Nano Super.

### 3.4. Arhitectura și structura aplicației software

Aplicația software dezvoltată pentru procesarea vizuală este organizată modular, în jurul unui lanț de inferență bazat pe NVIDIA DeepStream, așa cum este ilustrat în Fig. 5, fiind extinsă cu componente suplimentare pentru logica decizională, generarea comenzilor și transmiterea datelor către subsistemul de control.

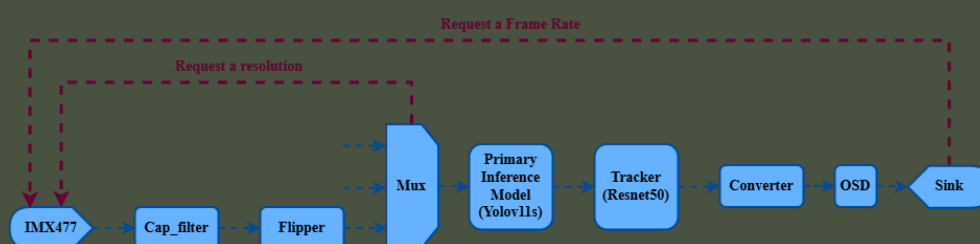


Fig. 5. Lanț de Procesare Video

### 3.5. Versiunea finală de procesare vizuală implementată în C++

Versiunea finală de procesare vizuală este implementată în C++, folosind un design orientat-obiect ce separă clar logica de procesare de cea de comunicare. Clasa PipelineManager configurează lanțul de procesare DeepStream (sursă video, inferență YOLO, tracker, OSD, afișare), iar clasa UartCommunication gestionează portul serial și comenzile către controlerul de zbor. Funcția main() instanțiază PipelineManager și pornește execuția aplicației, conform fluxului ilustrat în Fig. 6.

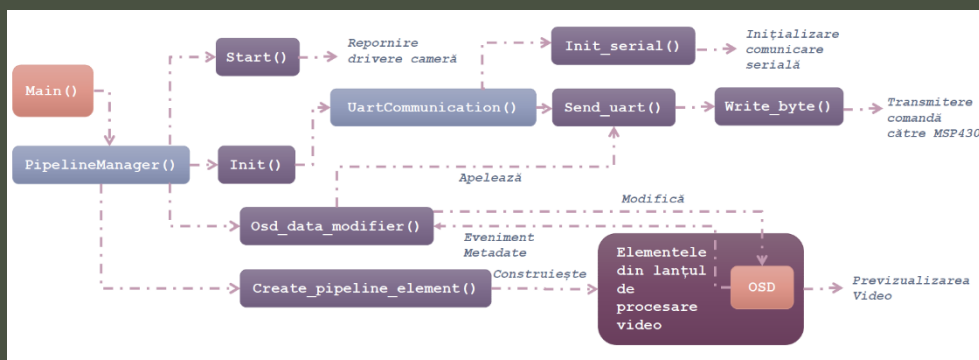


Fig. 6. Diagrama de flux a arhitecturii aplicației C++ cu DeepStream și UART

### 3.6. Acces la distanță și previzualizarea fluxului video

Pentru facilitarea controlului de la distanță (*remote access*) și monitorizarea fluxului video în timp real, a fost integrată soluția software RustDesk, configurată pentru o conexiune directă bazată pe adresă IP (port 5000). În vederea inițializării corecte a serverului grafic și a prevenirii erorilor de detecție hardware în absența unui monitor fizic, platforma Jetson a fost echipată cu un emulator de afișaj (*dummy plug*) conectat la interfața DisplayPort. Această configurație asigură disponibilitatea permanentă a mediului grafic pentru sesiunile de operare la distanță, arhitectura conexiunii fiind ilustrată în Fig. 7.

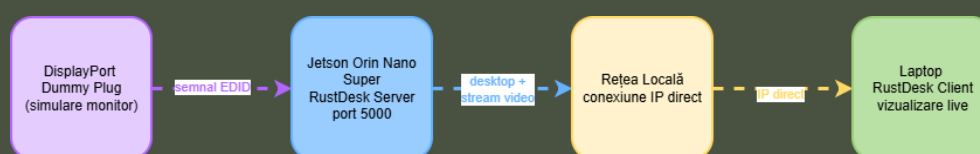


Fig. 7. Schema conexiunii la distanță pentru Jetson prin RustDesk

### 3.7. Logica de decizie și generarea comenzilor de navigație

Conform schemei logice din Fig. 8, algoritmul de conversie a detecțiilor YOLO în instrucțiuni de navigație selectează drept țintă principală persoana cu cea mai mare suprafață a casetei de încadrare (*bounding box*). Devierea centrului acesteia față de centrul imaginii este evaluată în raport cu o zonă de toleranță (*deadband*) de  $\pm 150$  pixeli pe orizontală și  $\pm 100$  pixeli pe verticală. Depășirea acestor limite declanșează transmiterea prin interfața UART a comenzilor corective de orientare (Stânga, Dreapta, Sus sau Jos), în timp ce menținerea țintei în interiorul perimetrului de toleranță generează o comandă neutră (0xFF) menită să asigure stabilitatea poziției și să prevină oscilațiile sistemului.

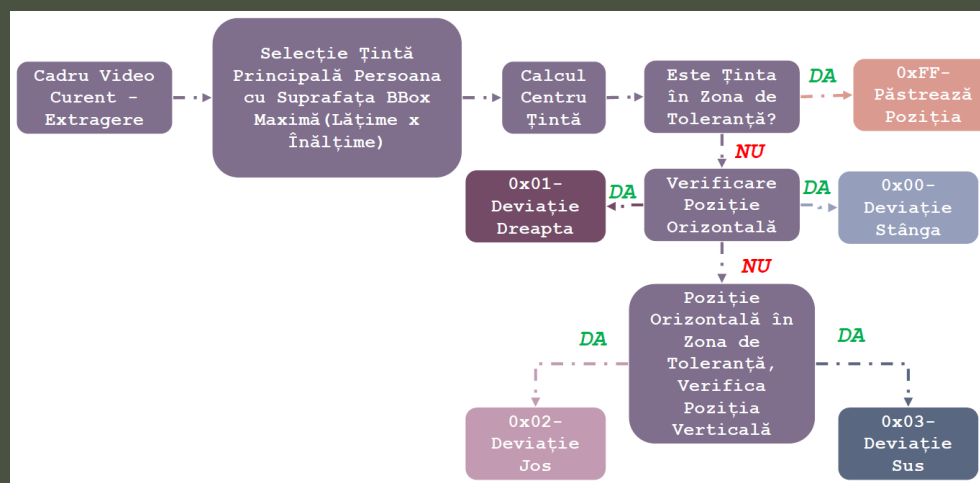


Fig. 8. Diagrama logicii de decizie pentru generarea comenzilor de navigație

## 4. Subsistemul de control și interfațare hardware

Acest capitol detaliază subsistemul de control și interfațare hardware dedicat fuzionării comenzilor provenite de la operatorul uman (prin radiocomandă) și de la modulul de viziune computerizată (platforma Jetson). Implementat ca un nivel intermediar, acest subsistem nu substituie controlerul de zbor, ci asigură achiziția, arbitrarea și semnalizarea datelor, facilitând testarea modulară și predictibilă a navigației asistate vizual. Arhitectura de ansamblu și interconexiunile dintre platforma Jetson, PseudoController, receptorul radio și modulul de semnalizare sunt ilustrate în Fig. 9.

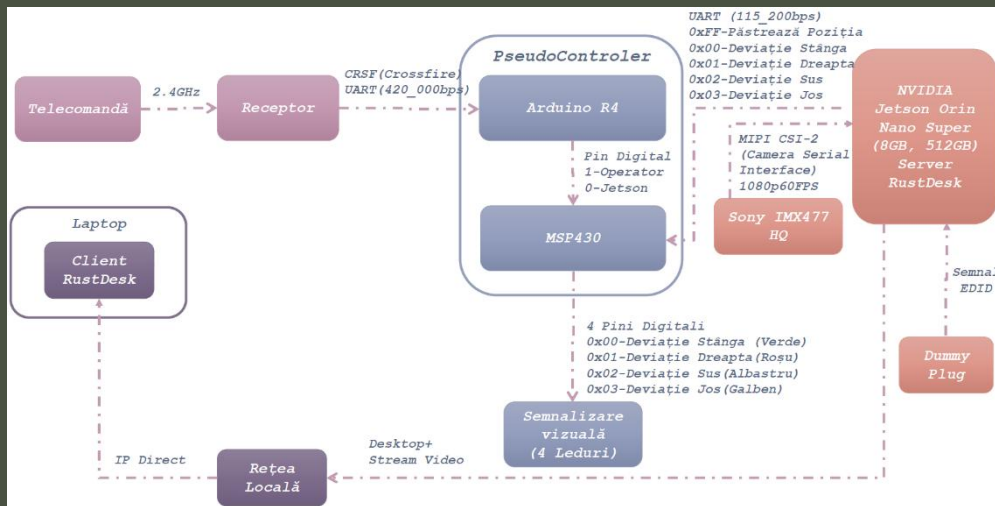


Fig. 9. Organizarea generală a sistemului

## 5. TESTARE ȘI VALIDARE EXPERIMENTALĂ

### 5.1. Metodologia de testare

În această secțiune au fost evaluate performanțele subsistemului de viziune artificială în funcție de modul de alimentare al plăcii Jetson, de limbajul de implementare și de modul de rulare al codului (acces la distanță vs. pe dispozitiv).

Testele au fost realizate utilizând o cameră IMX477, configurată la rezoluția 1080p și la o rată de 60 de cadre pe secundă, fiind păstrat același lanț de procesare (pipeline) pentru detecție în toate scenariile evaluate, în vederea asigurării comparabilității rezultatelor. Au fost monitorizați următorii parametri de interes:

- Sarcina pe GPU (Load) este raportată subunitar, cu valori între 0 și 1.
- Consumul de putere al sistemului (în W).
- Rata efectivă de procesare a cadrelor (FPS).

Pentru fiecare scenariu s-au efectuat măsurători atât pe implementarea în C++ (nativă pe dispozitiv și cu execuție la distanță), cât și echivalentul în Python, pe profilurile de putere 7 W, 15 W, 25 W și MAXN ale plăcii Jetson.

Însă pentru a sintetiza aceste valori într-un singur indicator comparabil între configurații, a fost definit un scor global de performanță (Scor de Performanță Viziune Computerizată – SPVC), calculat după relația:

$$SPVC = \frac{FPS \cdot mAP}{Load \cdot W} \quad (1),$$

unde mAP reprezintă media aritmetică a valorilor (Average Precision) pe toate clasele de interes și exprimă acuratețea globală a detecțiilor (Modelul folosit YOLOv11s are un scor de 0.47).

### 5.2. Configurații de test

Valorile experimentale obținute sunt sintetizate în Tabel 1, unde este prezentat și scorul SPVC asociat fiecărei configurații, calculat conform relației definite anterior. Acest scor permite compararea directă a variantelor software și a profilurilor de putere din perspectiva raportului dintre

performanță, consum și acuratețe, evidențiind configurațiile cu cel mai bun compromis pentru subsistemul de viziune artificială.

Tabel 1. Performanțele subsistemului de viziune și scorul SPVC pentru diverse configurații

| Config. | Profil Putere | Limbaj | Mod Rulare    | mAP  | Load GPU | Consum [W] | FPS | SPVC |
|---------|---------------|--------|---------------|------|----------|------------|-----|------|
| C1      | 7 W           | C++    | Pe Dispozitiv | 0.47 | 0.99     | 7.9        | 18  | 1.08 |
| C2      | 15 W          |        |               |      | 0.98     | 10.4       | 37  | 1.71 |
| C3      | 25 W          |        |               |      | 0.94     | 14.7       | 50  | 1.70 |
| C4      | MAXN          |        |               |      | 0.9      | 16         | 54  | 1.76 |
| C5      | 7 W           |        | La Distanță   |      | 0.99     | 8.6        | 19  | 1.05 |
| C6      | 15 W          |        |               |      | 0.94     | 11.7       | 36  | 1.54 |
| C7      | 25 W          |        |               |      | 0.91     | 16         | 52  | 1.68 |
| C8      | MAXN          |        |               |      | 0.92     | 17.3       | 55  | 1.62 |
| C9      | 7 W           | Python | Pe Dispozitiv |      | 0.99     | 7.7        | 21  | 1.29 |
| C10     | 15 W          |        |               |      | 0.95     | 11.7       | 38  | 1.61 |
| C11     | 25 W          |        |               |      | 0.94     | 14.3       | 52  | 1.82 |
| C12     | MAXN          |        |               |      | 0.92     | 15.6       | 59  | 1.93 |
| C13     | 7 W           |        | La Distanță   |      | 0.99     | 8.5        | 21  | 1.17 |
| C14     | 15 W          |        |               |      | 0.92     | 10.4       | 41  | 2.01 |
| C15     | 25 W          |        |               |      | 0.92     | 14.5       | 55  | 1.94 |
| C16     | MAXN          |        |               |      | 0.90     | 15.6       | 59  | 1.98 |

### 5.3. Analiza Rezultatelor

Analizând valorile din Tabelul 1, se observă cum creșterea profilului de putere de la 7 W la MAXN determină creșterea ratei de procesare, exprimată în cadre pe secundă, în timp ce încărcarea unității de procesare grafică rămâne aproape saturată în toate configurațiile. Profilurile de 25 W și MAXN obțin cele mai bune valori ale scorului SPVC, indicând un compromis favorabil între viteză, consum energetic și acuratețe.

Implementările în Python obțin scoruri apropiate sau ușor superioare celor în C++, deoarece etapele dominante ale lanțului de procesare, respectiv decodarea video, inferența și urmărirea țintei, sunt executate prin biblioteci native optimizate pentru unitatea de procesare grafică. Totuși, acest rezultat nu implică un comportament identic al celor două implementări: în Python, blocarea globală a interpretului (*Global Interpreter Lock* – GIL) poate limita execuția simultană a unor sarcini precum comunicația UART și jurnalizarea datelor. Din acest motiv, pentru integrarea finală a fost păstrată implementarea în C++, care oferă un control mai direct asupra memoriei și firelor de execuție, precum și un comportament temporal mai predictibil.

## 6. Concluzii

Prezenta lucrare a vizat dezvoltarea unui sistem modular de viziune computerizată pentru asistarea navigației autonome, direcție de cercetare integrată organic în aria tematică „Inteligența artificială în domeniul electric și energetic”. Soluția implementată (*edge AI*), fundamentată pe acceleratorul NVIDIA Jetson Orin Nano Super și mediul DeepStream (C++), demonstrează validitatea unui flux operațional complet: de la achiziția imaginilor și inferența vizuală (YOLOv11s), până la urmărirea spațio-temporală a țintelor (NvDeepSORT). Contribuția tehnică principală constă în validarea experimentală a algoritmului pe un banc hardware de test (pseudocontrolerul hibrid Arduino R4 și MSP430FR2355), capabil să arbitreze în timp real comenzile autonome și intervențiile operatorului.

Dincolo de validarea experimentală a latenței reduse și a stabilității operaționale, arhitectura propusă oferă o platformă tehnologică direct aplicabilă pentru inspecția autonomă a liniilor electrice de foarte înaltă tensiune utilizând vehicule aeriene (UAV). Ca direcții viitoare, cercetarea se va

concentra pe optimizarea modelelor neuronale prin TensorRT și pe antrenarea acestora pentru recunoașterea specifică a infrastructurii critice (stâlpi, izolatoare, conductori). Prin integrarea ulterioară cu un controler de zbor real, sistemul va facilita monitorizarea complet autonomă a rețelelor de transport, demonstrând astfel capacitatea inteligenței artificiale de a eficientiza și securiza mentenanța sistemului electroenergetic.

## 7. Bibliografie

1. R. Austin, *Unmanned Aircraft Systems: UAVS Design, Development and Deployment*, Chichester: John Wiley & Sons, 2010.
2. S. G. Gupta, M. M. Ghonge și P. M. Jawandhiya, „Review of Unmanned Aircraft System (UAS),” *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET)*, vol. 2, nr. 4, pp. 1646-1658, 2013.
3. International Civil Aviation Organization, „Unmanned Aircraft Systems (UAS),” ICAO, Montreal, 2011.
4. European Union Aviation Safety Agency, „Easy Access Rules for Unmanned Aircraft Systems,” EASA, Cologne, 2024.
5. M. Hassanalian și A. Abdelkefi, „Classifications, applications, and design challenges of drones: A review,” *Progress in Aerospace Sciences*, vol. 91, pp. 99-131, 2017.
6. E. Salami, C. Barrado și E. Pastor, „Unmanned Aircraft Systems in Remote Sensing and Scientific Research: Classification and Considerations of Use,” *Remote Sensing*, vol. 6, nr. 9, pp. 8042-8069, 2014.
7. P. Rychter și P. Śliwiński, „Beyond training minimums – a new concept of the UAV operator training program,” *Scientific Journal of Silesian University of Technology. Series Transport*, vol. 116, pp. 269-278, 2022.
8. A. R. Y. D. M. J. B. R. R. C. Ajay Vishwath N.C., „A guide to novice for proper selection of the components of drone for specific applications,” *Materials Today: Proceedings*, vol. 65, pp. 3617-3622, 2022.
9. J.-L. C. A. G. M. A. S. Rodrigo Huerta, „Analyzing Modern NVIDIA GPU cores,” Barcelona, Spain, 2025.
- 10.] Shubham, „Inside the GPU: A Comprehensive Guide to Modern Graphics Architecture,” BIG VISION LLC, 26 May 2025. [Interactiv]. Available: <https://learnopencv.com/modern-gpu-architecture-explained/#The-Exponential-Growth-of-GPU-Compute>. [Accesat 5 November 2025].
11. S. Y. Cheung, „Intro to the CUDA architecture,” Emory University, [Interactiv]. Available: <https://www.cs.emory.edu/~cheung/Courses/355/Syllabus/94-CUDA/CUDA-arch.html>. [Accesat 15 November 2025].
12. H. Bahri, F. Sayadi, M. Chouchene și R. Tourki, „Contribution to the implementation of computer vision application on a GPU,” în *CODIT'13*, 2013.
13. Y. Lin, A. Li, H. Li, Y. Shi și X. Zhan, „GPU-Optimized Image Processing and Generation Based on Deep Learning and Computer Vision,” *Journal of Artificial Intelligence General Science (JAIGS)*, vol. 5, nr. 1, pp. 40-49, 2024.
14. R. Girshick, J. Donahue, T. Darrell și J. Malik, „Rich feature hierarchies for accurate object detection and semantic segmentation,” Berkeley, CA, 2014.
15. B. Zhang, „Computer Vision vs. Human Vision,” în *9th IEEE International Conference on Cognitive Informatics (ICCI'10)*, Beijing, China, 2010.
16. S. Sudarshan, A. Kavitha, Mohana, K. Nataraj, G. Ambika și B. S. Sudhangowda, „Object Detection using Vision Transformer and Deep Learning for Computer Vision Applications,” în *7th International Conference on Intelligent Sustainable Systems (ICISS)*, Tirunelveli, India, 2025.
17. M. A. Helala, K. Q. Pu și F. Z. Qureshi, „A Stream Algebra for Computer Vision Pipelines,” în *IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops (CVPRW)*, Columbus, OH, 2014.
18. C. Orhei, M. Mocofan, S. Vert și R. Vasiu, „End-to-End Computer Vision Framework,” în *International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC)*, Timisoara, Romania, 2020.
19. S. N. Rao, „YOLOv11 Architecture Explained: Next-Level Object Detection with Enhanced Speed and Accuracy,” [Interactiv]. Available: <https://medium.com/@nikhil-rao-20/yolov11-explained-next-level-object-detection-with-enhanced-speed-and-accuracy-2dbe2d376f71>. [Accesat 15 November 2025].

# DETERMINAREA LIMITELOR DE PERFORMANȚĂ ALE TURBINELOR EOLIENE UTILIZÂND UN SOFT DE ANALIZĂ CU ELEMENTE FINITE

**Autor: Bujor Ștefănuț-Remus**  
**Coordonator: Ș.I. dr. ing. Alin Dragomir**

**Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași**  
**Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată**  
**Departamentul Energetică**

**Rezumat.** Lucrarea analizează limitele de performanță ale turbinei eoliene de referință NREL 5 MW (NREL/TP-500-38060), combinând un calcul energetic analitic cu o simulare structurală prin metoda elementelor finite. În prima parte sunt prezentate caracteristicile turbinei – rotor tripal cu diametrul de 126 m, înălțimea butucului de 90 m, viteze ale vântului de pornire, nominală și de oprire de 3 m/s, 11,4 m/s și 25 m/s – precum și proprietățile trenului de transmisie și legea de control a cuplului generatorului. Pe baza duratelor anuale ale vitezelor vântului și a caracteristicii de putere, energia electrică produsă anual este estimată la 19.710 MWh/an. În a doua parte, pala de 61,5 m, realizată ca structură sandwich din laminate carbon-epoxidic și sticlă-vinilester cu miez din spumă PVC, este modelată în COMSOL Multiphysics. Se determină distribuția tensiunilor von Mises pentru încărcări gravitaționale și centrifuge, variația tensiunii pe grosimea laminatului și modurile proprii de vibrație ale palei pentru turații cuprinse între 0 și 30 rpm. Rezultatele arată că zonele critice sunt rădăcina palei și tranziția dintre secțiunea circulară și profilul aerodinamic, iar stratul carbon-epoxidic este cel mai solicitat. Este evaluată, de asemenea, ipoteza extinderii domeniului de funcționare până la 27 m/s prin utilizarea unor materiale mai performante.

## 1. Introducere

Energia eoliană reprezintă astăzi una dintre cele mai dinamice componente ale tranziției energetice, puterea instalată la nivel mondial crescând în fiecare an, atât în parcurile terestre, cât și în cele maritime [1], [2]. Turbinele eoliene transformă energia cinetică a vântului în energie electrică fără emisii poluante directe, iar evoluția tehnologică din ultimii ani a fost orientată în principal spre creșterea puterii unitare și a diametrului rotorului.

Cursa pentru cea mai puternică turbină eoliană s-a desfășurat în ultimii ani în special în China, unde au fost anunțate turbine de 18, 20, 22, 24 și chiar 26 MW. În Europa, turbina Vestas V236-15.0 MW, cu un diametru al rotorului de 236 m, a fost depășită de turbina Siemens Gamesa DD-276, cu generator cu antrenare directă (fără cutie de viteze), putere de 21,5 MW și diametru al rotorului de 276 m, instalată pe poligonul de testare de la Osterild, Danemarca. Aceasta ar urma să producă circa 75 GWh/an la o viteză medie a vântului de 8,5 m/s și 110–115 GWh/an la 10 m/s, ceea ce corespunde unui factor de capacitate de 58,5–60%. Pe uscat, producătorul chinez Sany a realizat pale de 131 m și apoi de 133 m lungime, transportul unei singure pale de 67 t pe râul Yangtze demonstrând că logistica devine ea însăși o limită a creșterii dimensiunilor.

Energia vântului revine și în transportul naval: nava cargo dezvoltată de cooperativa franceză Windcoop, cu trei vele metalice de câte 350 m<sup>2</sup>, va asigura până la 70% din propulsie din forța vântului, cu emisii estimate cu 60% mai mici decât soluțiile actuale. În paralel, sunt studiate soluții alternative, precum generatoarele rezonante fără pale bazate pe vibrațiile induse de vortexuri (VIV), care elimină angrenajele și rulmenții, dar sunt limitate de oboseala materialului tijei supuse încovoierii ciclice.

Toate aceste exemple arată că performanța unei turbine eoliene este limitată nu doar de resursa de vânt, ci și de comportamentul mecanic al componentelor sale, în special al palelor, care preiau solicitări gravitaționale, centrifuge și aerodinamice tot mai mari pe măsură ce dimensiunile cresc

[4], [8]. Viteza de oprire (cut-out) a turbinei este stabilită tocmai pentru a proteja structura, astfel încât îmbunătățirea rezistenței palelor poate extinde domeniul de funcționare și, implicit, producția de energie.

Lucrarea de față își propune să determine limitele de performanță ale turbinei de referință NREL 5 MW [3] prin două abordări complementare: estimarea energiei electrice produse anual pe baza relațiilor de calcul consacrate [4]–[7] și analiza cu elemente finite, în COMSOL Multiphysics [10], a comportamentului mecanic al palei, în vederea identificării posibilităților de îmbunătățire a performanțelor electrice.

## 2. Determinarea energiei electrice produse de turbina eoliană NREL/TP-500-38060

### 2.1. Caracteristicile turbinei eoliene NREL 5 MW

Turbina analizată este turbina de referință NREL de 5 MW, dezvoltată ca model pentru cercetare și simulare în domeniul energiei eoliene marine și utilizată pe scară largă în literatura de specialitate [3]. Este o turbină cu trei pale, cu rotorul amplasat în amonte turnului (upwind), cu turație variabilă și cu pasul palelor controlat activ (pitch control), care respectă cerințele clasei de vânt definite de standardul IEC 61400-1 [9]. Pentru a asigura viabilitatea economică a unei instalații offshore, puterea nominală a fiecărei turbine trebuie să fie de cel puțin 5 MW [7].

Înălțimea butucului a fost stabilită la 90 m, astfel încât să se minimizeze momentul de răsturnare exercitat asupra substructurii offshore și să rămână o distanță liberă de aproximativ 15 m între vârful inferior al palelor și nivelul mării, în raport cu înălțimea maximă a valurilor cu perioadă de recurență de 50 de ani, estimată la 30 m. Principalii parametri ai turbinei sunt prezentați în Tabelul 1.

Tabel 1. Principalii parametri ai turbinei eoliene NREL 5 MW

| Parametru                                 | Valoare            |
|-------------------------------------------|--------------------|
| Tip rotor                                 | Upwind / trei pale |
| Putere nominală (MW)                      | 5                  |
| Viteza vântului de pornire – cut-in (m/s) | 3                  |
| Viteza nominală a vântului (m/s)          | 11,4               |
| Viteza vântului de oprire – cut-out (m/s) | 25                 |
| Turația nominală a rotorului (rpm)        | 12,1               |
| Înălțimea butucului (m)                   | 90                 |
| Diametrul rotorului / al butucului (m)    | 3 / 126            |
| Masa rotorului ( $\times 1000$ kg)        | 110                |
| Masa nacelei ( $\times 1000$ kg)          | 240                |
| Masa turnului ( $\times 1000$ kg)         | 347,5              |
| Sistem de control al puterii              | Pitch - vârf       |

### 2.2. Indicatori de performanță ai turbinei

Turbina NREL 5 MW are aceeași turație nominală a rotorului (12,1 rpm), aceeași turație nominală a generatorului (1173,7 rpm) și același raport al cutiei de viteze (97:1) ca mașina REpower 5M. Randamentul generatorului electric este de 94,4%, inerția generatorului raportată la arborele de mare viteză este de 534,116 kg·m<sup>2</sup>, iar arborele de transmisie are o constantă echivalentă de rigiditate la torsiune de 867.637.000 N·m/rad și o constantă de amortizare de 6.215.000 N·m/(rad/s) [3].

Cuplul generatorului este calculat ca funcție tabelară de turația filtrată a generatorului, cu cinci regiuni de control (Fig. 1). În Regiunea 1, sub viteza de pornire, cuplul este nul, iar vântul este folosit doar pentru accelerarea rotorului. În Regiunea 2 cuplul este proporțional cu pătratul turației, pentru a menține raportul optim al vitezei în vârf, iar în Regiunea 3 puterea este menținută constantă, cuplul fiind invers proporțional cu turația. Regiunile 1½ (670–871 rpm) și 2½ sunt tranziții liniare, ultima limitând viteza în vârful palei și emisiile de zgomot la puterea nominală. Coeficientul de putere maxim,  $c_p = 0,482$ , se obține la un raport al vitezei în vârf  $\lambda = 7,55$  și unghi de pas de 0°, ceea ce conduce la o constantă optimă a legii de control din Regiunea 2 de 0,0255764 N·m/rpm<sup>2</sup>, la o putere mecanică nominală de 5,296610 MW și la un cuplu nominal al generatorului de 43.093,55 N·m.

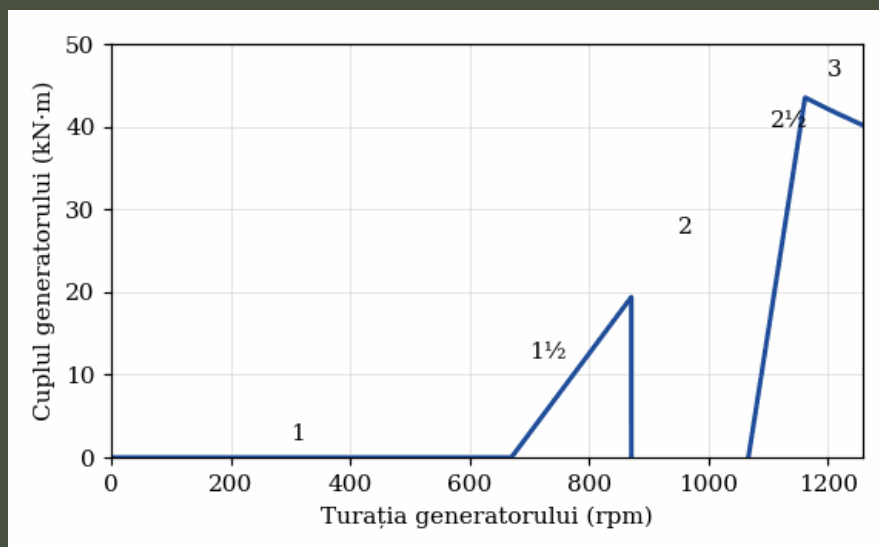


Fig. 1. Cuplul generatorului în funcție de turație, pe regiuni de control.

### 2.3. Calculul energiei electrice produse anual. Relații de calcul

Puterea mecanică la arborele turbinei se obține prin multiplicarea puterii curentului de aer cu densitatea  $\rho$ , care are viteza  $v$  și străbate suprafața  $S$  a captatorului, cu coeficientul de putere  $c_p$ . Acesta depinde de rapiditatea rotorului  $\lambda = \omega \cdot R / v = 2\pi \cdot n \cdot R / (60 \cdot v)$ , unde  $R$  este raza rotorului, iar  $n$  turația acestuia (rot/min). Ținând seama de randamentul mecanic al captatorului  $\eta_m$  și de randamentul generatorului  $\eta_g$ , puterea la bornele generatorului electric este [4], [5]:

$$P_e = \eta_m \eta_g c_p(\lambda) \cdot \frac{1}{2} \rho S v^3 \quad (1)$$

unde  $c_p(\lambda)$  este coeficientul de putere,  $\rho$  este densitatea aerului ( $\text{kg/m}^3$ ),  $S = \pi R^2$  este aria baleiată de rotor ( $\text{m}^2$ ), iar  $v$  este viteza vântului ( $\text{m/s}$ ).

Deoarece funcția  $P_e(t)$  nu este cunoscută analitic, ci este exprimată grafic pentru fiecare tip de rotor, energia electrică produsă într-un an se obține prin integrare grafică, respectiv prin însumarea suprafețelor elementare cuprinse între curba  $P_e(t)$  și axa timpului:

$$W = \sum_{i=1}^n P_i \cdot t_i \quad (2)$$

unde  $P_i$  este puterea electrică produsă la viteza vântului  $v_i$ , iar  $t_i$  este durata anuală (ore/an) în care turbina produce puterea  $P_i$ .

La trasarea curbei  $P_e(t)$  se ține seama de caracteristica tipică de funcționare a captatoarelor eoliene:  $P_e = 0$  pentru  $v \leq v_{\min}$  și  $v > v_{\max}$ ,  $P_e$  este dată de relația (1) pentru  $v_{\min} < v < v_n$ , iar  $P_e = P_{\text{nom}}$  pentru  $v_n \leq v \leq v_{\max}$ , unde  $v_{\min} = 3 \text{ m/s}$ ,  $v_n = 11,4 \text{ m/s}$  și  $v_{\max} = 25 \text{ m/s}$ . Calculul s-a efectuat considerând că rotorul funcționează la turația nominală de 12,1 rot/min și că produsul randamentelor este  $\eta_m \cdot \eta_g = 0,9$ . Duratele anuale ale vitezelor vântului utilizate sunt prezentate în Tabelul 2.

Tabel 2. Durata anuală cumulată a vitezelor vântului

|                      |      |      |      |      |     |     |    |    |
|----------------------|------|------|------|------|-----|-----|----|----|
| $v \text{ (m/s)}$    | 0    | 3    | 7    | 11   | 16  | 23  | 25 | 27 |
| $t \text{ (ore/an)}$ | 8760 | 6000 | 4400 | 1740 | 700 | 100 | 50 | 50 |

Pe baza valorilor coeficientului de putere  $c_p$  extrase din caracteristica  $c_p(\lambda)$  pentru vitezele vântului cuprinse între 3 m/s și 11,4 m/s, a fost calculată puterea electrică debitată la fiecare viteză, iar cu ajutorul programului Excel a fost construită curba clasată a puterii electrice produse de turbină (Fig. 2).

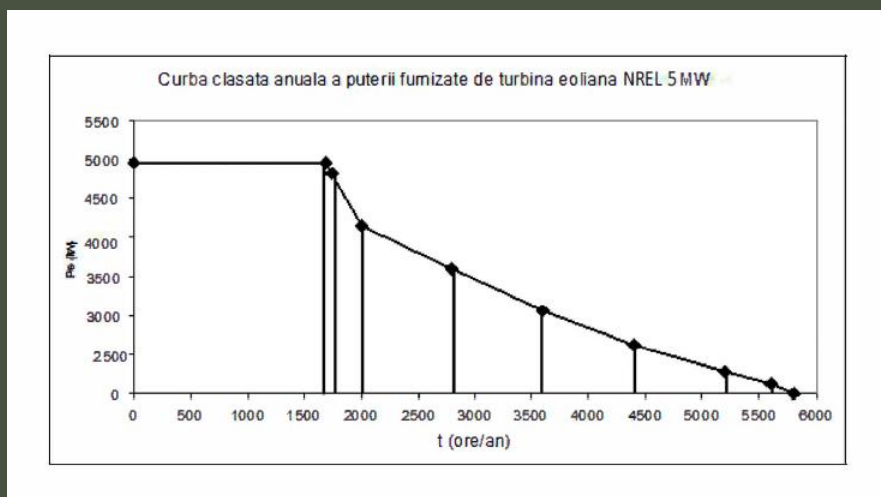


Fig. 2. Curba anuală clasată a puterii electrice a turbinei NREL 5 MW.

Caracteristica de putere a turbinei NREL, care evidențiază cele trei zone de funcționare – sub viteza de pornire, zona de creștere a puterii până la viteza nominală și zona de putere constantă până la viteza de oprire – este prezentată în Fig. 3.

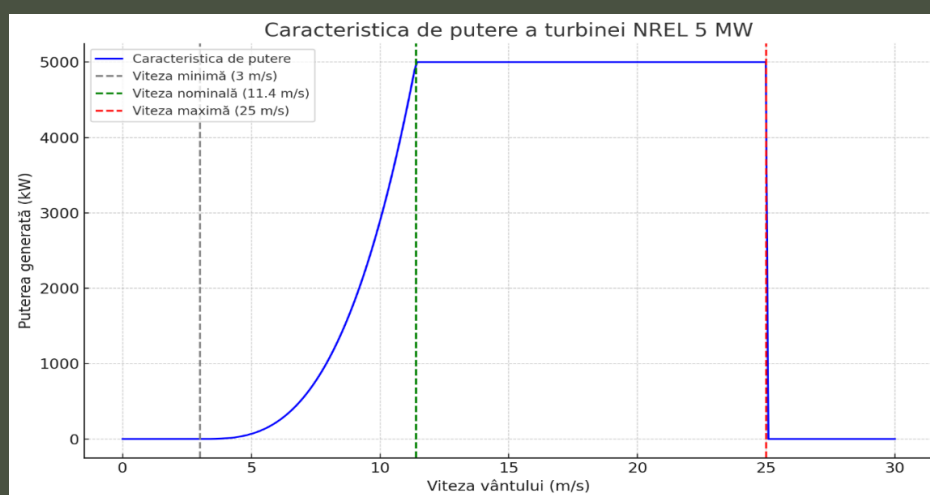


Fig. 3. Caracteristica de putere a turbinei NREL 5 MW.

Efectuând calculele conform relației (2), rezultă că energia electrică produsă anual de turbina eoliană NREL 5 MW este de 19.710 MWh/an, valoare ce corespunde unui factor de capacitate de aproximativ 45%. Acest rezultat constituie valoarea de referință cu care se compară, în capitolul următor, efectul extinderii domeniului de funcționare al turbinei.

### 3. Simularea proprietăților mecanice ale turbinei eoliene utilizând comsol multiphysics, pentru identificarea posibilităților de îmbunătățire a performanțelor electrice

#### 3.1. Modelul utilizat și geometria palei

Scopul acestui capitol este analiza comportamentului mecanic al unei palei a turbinei NREL 5 MW și determinarea rezistenței acestora în raport cu solicitările structurale. Simulările au fost efectuate în COMSOL Multiphysics [10], o platformă de modelare numerică bazată pe metoda elementelor finite, aleasă pentru capacitatea de a integra într-un cadru unitar fenomene mecanice, structurale, termice și aerodinamice.

Geometria analizată corespunde unei palei de 61,5 m lungime, conform configurației standard a turbinei de 5 MW definite de NREL [3] (Fig. 4). În structura palei sunt încorporate șase tipuri de profiluri aerodinamice: de exemplu, profilul NACA 64-618 este utilizat în apropierea vârfului, pentru eficiența sa aerodinamică ridicată, iar profilul DU 99-W-405 în zona rădăcinii, unde solicitările structurale sunt dominante.

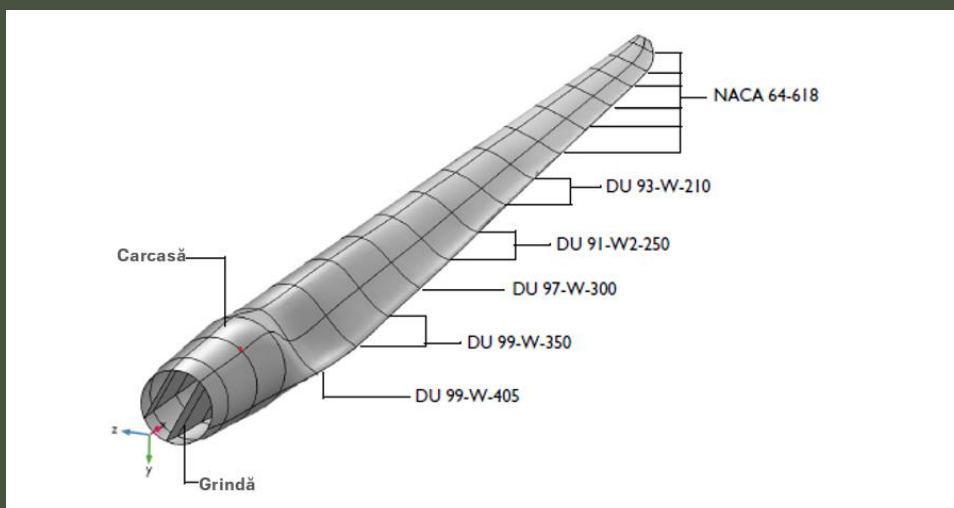


Fig. 4. Geometria palei turbinei eoliene NREL 5 MW.

### 3.2. Condiții de încărcare și structura materială

Capătul rădăcinii palei este conectat rigid la butucul rotorului (Fig. 5). Au fost luate în considerare încărcarea gravitațională (greutatea proprie a palei) și încărcarea centrifugă generată de rotație, fără solicitările aerodinamice directe ale vântului. Au fost efectuate două tipuri de analize: o analiză staționară, pentru cazuri individuale și combinate de încărcări gravitaționale și centrifuge, la turația constantă de 15 rpm, și o analiză a frecvențelor proprii cu pretensionare, considerând doar încărcarea centrifugă, pentru turații cuprinse între 0 și 30 rpm.

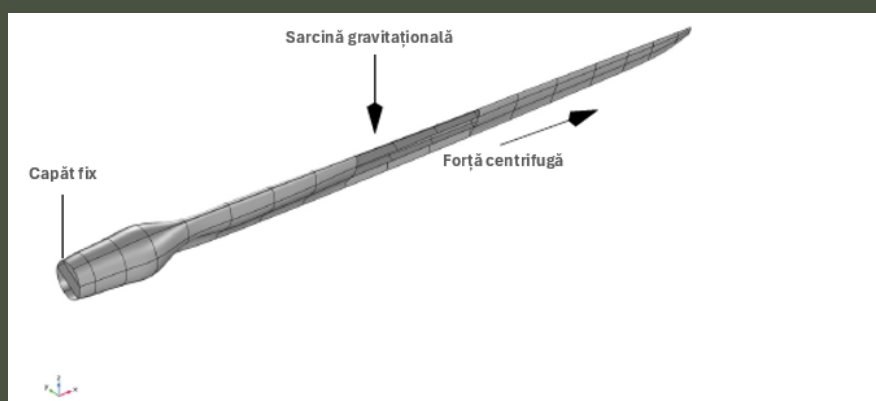


Fig. 5. Condițiile la limită și încărcările care acționează asupra structurii palei.

Pala este concepută ca o structură de tip sandwich formată din trei categorii de materiale stratificate: un strat exterior carbon-epoxidic, cu 10 straturi de câte 0,28 mm grosime și densitatea de 1560 kg/m<sup>3</sup>; un strat intermediar sticlă-vinilester, format din 40 de straturi de aceeași grosime, cu densitatea de 1890 kg/m<sup>3</sup>; și un miez din spumă PVC de 15 cm grosime, cu densitatea de 200 kg/m<sup>3</sup>. Proprietățile materialelor compozite sunt definite într-un sistem de coordonate al laminatului, care ține seama de orientarea fibrelor în fiecare strat.

### 3.3. Modelarea numerică și distribuția tensiunilor

Discretizarea geometriei a fost realizată cu funcția de generare a rețelei din COMSOL, obținându-se o rețea mapată de elemente finite detaliată (Fig. 6).

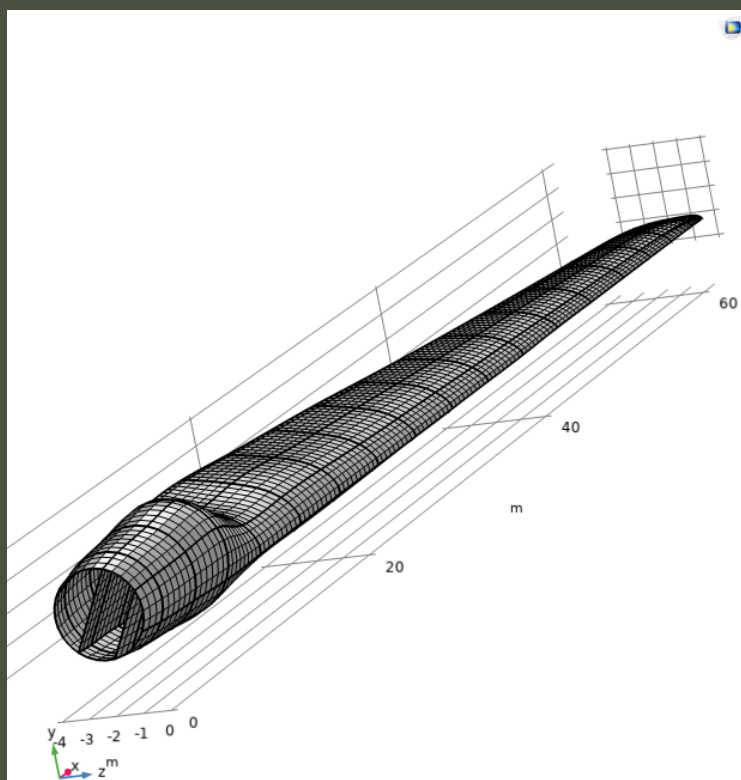


Fig. 6. Rețeaua mapată de elemente finite a palei turbinei eoliene.

Distribuția tensiunii von Mises în înveliș pentru cazul combinat de încărcări gravitaționale și centrifuge este prezentată în Fig. 7. Tensiuni mari apar în apropierea rădăcinii palei și la joncțiunea dintre secțiunea transversală circulară și cea a profilului aerodinamic, acestea fiind zonele critice ale structurii. Compararea cazurilor de încărcare arată contribuția distinctă a forțelor centrifuge și gravitaționale la starea de tensiune a palei.

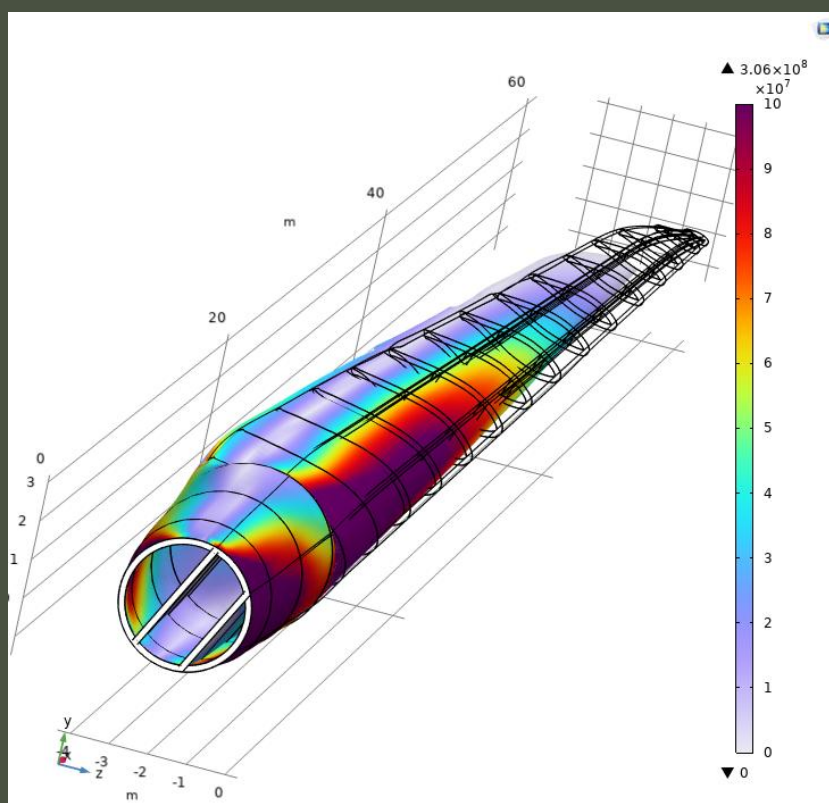


Fig. 7. Distribuția tensiunii von Mises în înveliș pentru încărcări gravitaționale și centrifuge combinate.

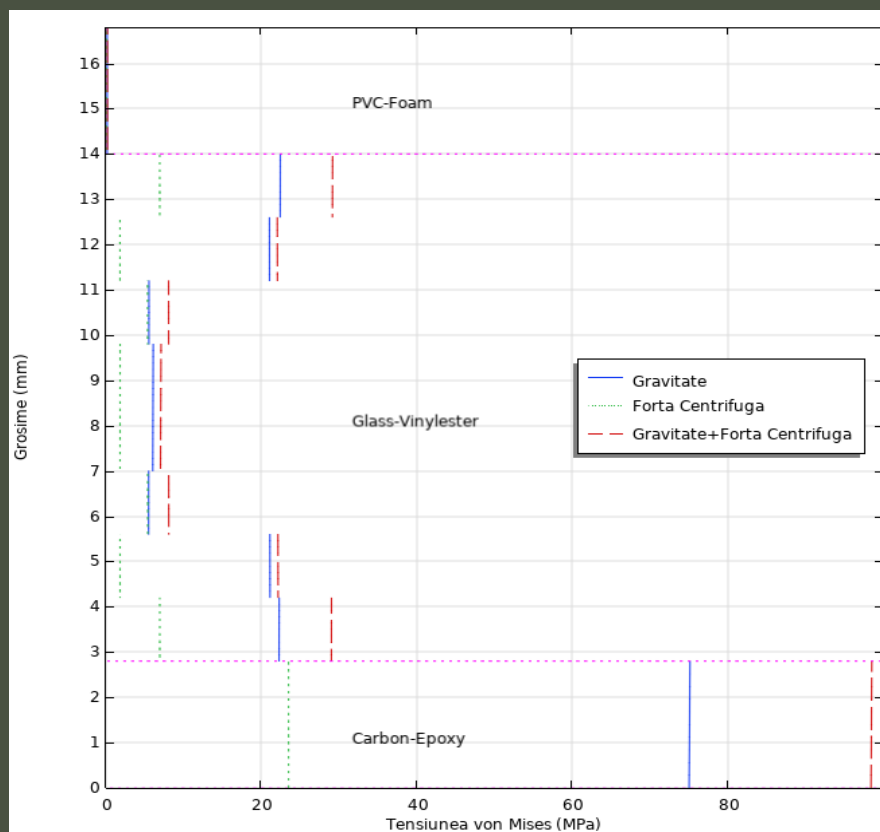


Fig. 8. Variația pe grosime a tensiunii von Mises pentru diferite cazuri de încărcare.

Variația pe grosime a tensiunii von Mises într-un punct al palei (Fig. 8) arată că nivelul tensiunii diferă atât între straturile laminate, cât și între pliurile aceluiași strat. Cele mai ridicate valori se observă în stratul carbon-epoxidic, care formează învelișul exterior al structurii stratificate.

### 3.4. Analiza modurilor proprii de vibrație

În Fig. 9 sunt ilustrate patru moduri proprii de vibrație ale palei, analizate la turații diferite ale rotorului, corespunzătoare unor viteze ale vântului de 5, 10, 15 și 20 m/s. Succesiunea formelor modale arată modul în care creșterea vitezei influențează deformata palei; analiza este esențială pentru evitarea fenomenelor de rezonanță și pentru optimizarea comportamentului dinamic al turbinei.

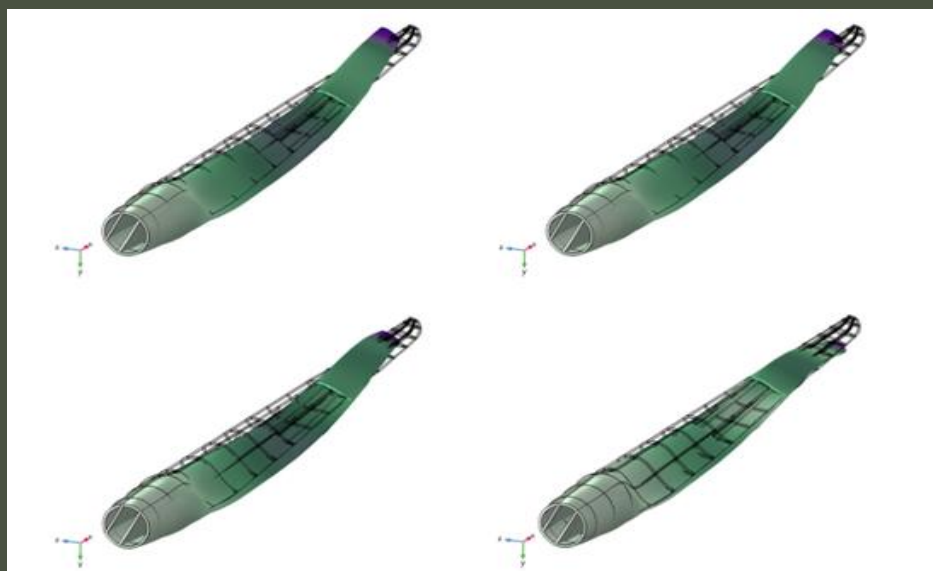


Fig. 9. Patru forme modale ale palei analizate la diferite viteze de rotație.

### 3.5. Caracteristica de putere în ipoteza îmbunătățirii performanțelor mecanice

Utilizarea unor materiale structurale mai performante, cu rigiditate și rezistență mecanică superioare, ar permite funcționarea palei în condiții de vânt mai intens, fără depășirea limitelor structurale admise. În această ipoteză, viteza de oprire a turbinei ar putea fi extinsă de la 25 m/s la 27 m/s, iar caracteristica de putere corespunzătoare, determinată cu datele prelucrate în Excel, este prezentată în Fig. 10.

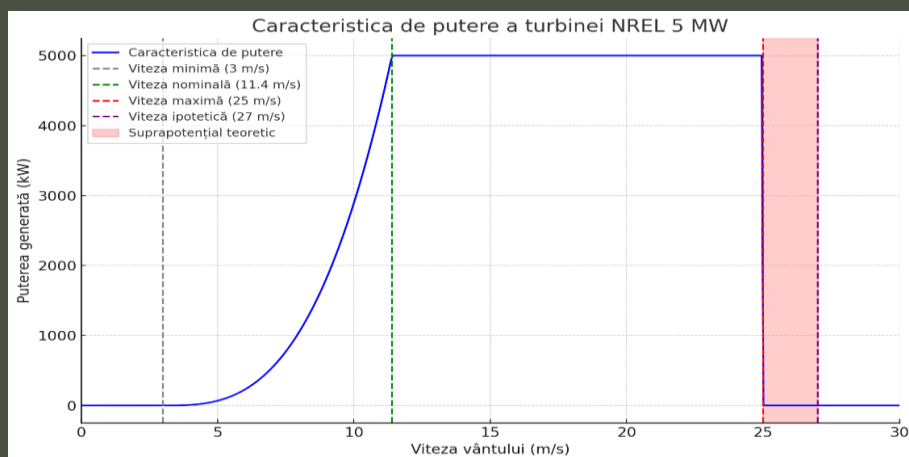


Fig. 10. Caracteristica de putere a turbinei NREL 5 MW extinsă până la viteza vântului de 27 m/s.

Dacă turbina ar putea funcționa în siguranță până la 27 m/s fără activarea mecanismelor de oprire automată (cut-out), producția anuală ar înregistra un plus de aproximativ 2,5 MWh/an față de valoarea de referință de 19.710 MWh/an. Rezultatul evidențiază legătura directă dintre performanțele mecanice ale palei și energia electrică ce poate fi produsă de turbină.

#### 4. Concluzii

Lucrarea a determinat limitele de performanță ale turbinei eoliene de referință NREL 5 MW prin combinarea unui calcul energetic analitic cu o analiză structurală cu elemente finite în COMSOL Multiphysics. Principalele contribuții și rezultate de interes sunt următoarele:

- pe baza caracteristicii de putere și a duratelor anuale ale vitezelor vântului, energia electrică produsă de turbină a fost estimată la 19.710 MWh/an, ceea ce corespunde unui factor de capacitate de aproximativ 45%;
- modelul numeric al palei de 61,5 m, realizată ca structură sandwich carbon-epoxidic / sticlă-vinilester / spumă PVC, a permis identificarea zonelor critice: rădăcina palei și tranziția dintre secțiunea circulară și profilul aerodinamic;
- analiza pe grosime a arătat că stratul exterior carbon-epoxidic preia cele mai mari tensiuni von Mises, fiind elementul determinant pentru rezistența palei;
- analiza modurilor proprii pentru turații între 0 și 30 rpm oferă informațiile necesare evitării rezonanței și optimizării comportamentului dinamic al turbinei;
- limita superioară de funcționare a turbinei (viteza de cut-out) este impusă de rezistența structurală a palelor; utilizarea unor materiale cu rigiditate și rezistență superioare ar permite extinderea domeniului de funcționare până la 27 m/s, cu un câștig estimat de aproximativ 2,5 MWh/an.

Metodologia prezentată, care leagă performanțele mecanice ale componentelor de producția de energie electrică, poate fi aplicată și altor turbine eoliene, constituind un instrument util în proiectarea palelor și în evaluarea tehnico-economică a proiectelor eoliene. Ca direcții viitoare, se recomandă includerea încărcărilor aerodinamice directe și a analizei la oboseală a materialelor compozite.

#### 5. Bibliografie

1. Global Wind Energy Council, Global Wind Report 2024, Brussels, Belgium: GWEC, 2024.

2. International Renewable Energy Agency, Future of Wind: Deployment, Investment, Technology, Grid Integration and Socio-Economic Aspects, Abu Dhabi, UAE: IRENA, 2019.
3. J. Jonkman, S. Butterfield, W. Musial, G. Scott, Definition of a 5-MW Reference Wind Turbine for Offshore System Development, Technical Report NREL/TP-500-38060, National Renewable Energy Laboratory, Golden, CO, USA, 2009.
4. T. Burton, N. Jenkins, E. Bossanyi, D. Sharpe, M. Graham, Wind Energy Handbook, 3rd ed., Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2021.
5. J. F. Manwell, J. G. McGowan, A. L. Rogers, Wind Energy Explained: Theory, Design and Application, 2nd ed., Chichester, UK: Wiley, 2009.
6. M. O. L. Hansen, Aerodynamics of Wind Turbines, 3rd ed., London, UK: Routledge, 2015.
7. E. Hau, Wind Turbines: Fundamentals, Technologies, Application, Economics, 3rd ed., Berlin, Germany: Springer, 2013.
8. P. Veers et al., „Grand challenges in the science of wind energy”, Science, vol. 366, no. 6464, eaau2027, 2019.
9. IEC 61400-1:2019, Wind energy generation systems – Part 1: Design requirements, International Electrotechnical Commission, Geneva, 2019.
10. COMSOL AB, COMSOL Multiphysics® Reference Manual – Structural Mechanics Module and Composite Materials Module, Stockholm, Sweden.

## PROIECTAREA ASISTATĂ DE CALCULATOR ȘI REALIZAREA UNUI STAND DE LABORATOR PENTRU STUDIUL ECHIPAMENTELOR ELECTRICE

Autor: Cîrjă Flavian-Ștefan,  
Coordonator: Ș.l. dr.ing. Alin Dragomir

Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași  
Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată  
Departamentul Energetică

**Rezumat.** Lucrarea prezintă proiectarea asistată de calculator și realizarea unui stand de laborator destinat studiului echipamentelor electrice de joasă tensiune și al interacțiunii dintre circuitele de forță, de comandă și de automatizare. Sunt trecute în revistă funcțiile de bază și caracteristicile echipamentelor electrice, precum și relațiile de calcul utilizate la dimensionarea circuitelor de receptor: curentul nominal, curentul de pornire și pierderea de tensiune. Proiectarea standului a fost realizată în mediul EPLAN Electric P8, o platformă de inginerie asistată de calculator care, spre deosebire de programele CAD clasice, tratează fiecare simbol ca pe un obiect cu date tehnice reale și menține automat coerența dintre scheme, liste de echipamente, diagrame de conexiuni și referințe încrucișate. Standul integrează un automat programabil SIMATIC S7-300 cu module de intrări/ieșiri digitale și analogice și modul de comunicație Ethernet, un convertizor de frecvență Altivar 312 pentru comanda unui motor asincron trifazat, un contactor, relee de interfață, întrerupătoare automate miniaturale, elemente de comandă și semnalizare și un router de rețea. Pentru fiecare echipament principal au fost elaborate în EPLAN schemele electrice, organizate în pagini care urmăresc fluxul energiei de la sursă până la elementele de execuție. Rezultatul este o platformă experimentală modulară, documentată conform standardelor, care permite studiul practic al regimurilor de pornire și de funcționare ale motoarelor electrice, al metodelor de limitare a curentului de pornire și al trecerii între comanda manuală și cea automată.

### 1. Introducere

Calitatea echipamentelor electrice de joasă, medie și înaltă tensiune este determinată de un spectru larg de proprietăți tehnice, economice și ergonomice. Fiecare echipament electric este definit printr-un set de caracteristici precizate fie în standard (STAS), fie în norma internă departamentală (NID), fie în condițiile tehnice (CT) sau în caietul de sarcini (CS) al produsului. Verificarea acestor caracteristici devine o problemă deosebit de dificilă, complicată de diversitatea extremă a produselor, de natura fizică diferită a fenomenelor implicate și de bazele experimentale costisitoare necesare atestării performanțelor. În plus, verificarea calității trebuie să însoțească întreaga viață a echipamentului electric, de la etapa de cercetare-dezvoltare, continuând cu fabricația curentă și terminând cu exploatarea.

Echipamentele electrice utilizate pentru transportul și distribuția energiei electrice sunt constituite, în principal, din căile de curent, izolație, circuitul magnetic, mecanismele de acționare, dispozitivele de stingere a arcului electric și construcția metalică sau anvelopa aparatului. În condiții de exploatare, piesele metalice care formează căile de curent principale și auxiliare sunt solicitate simultan termic, fizico-chimic și mecanic. Din acest motiv, alegerea, dimensionarea și verificarea corectă a echipamentelor sunt esențiale pentru funcționarea sigură a instalațiilor.

Cele mai importante încercări ale echipamentelor electrice, atât pentru constructor, cât și pentru beneficiar, sunt încercările de recepție, încercările de tip (de omologare a prototipului sau a seriei zero) și încercările de furnitură sau de control al fabricației. Beneficiarul efectuează, la rândul său, încercări de punere în funcțiune, încercări profilactice, precum și încercări de atestare a calității reparațiilor și a modernizărilor.

Ansamblul instalațiilor electroenergetice interconectate prin care se realizează producerea, transportul, distribuția și utilizarea energiei electrice constituie sistemul energetic național (SEN). Rețelele electrice care îl compun se clasifică, în funcție de tensiunea nominală, în rețele de joasă tensiune ( $U_n \leq 1 \text{ kV}$ ), de medie tensiune ( $1 \text{ kV} < U_n \leq 36 \text{ kV}$ ) și de înaltă tensiune ( $U_n > 36 \text{ kV}$ ). La capătul acestui lanț se află instalațiile electrice de utilizare, ansambluri de echipamente interconectate într-un spațiu dat, cu un scop funcțional bine determinat, care alimentează receptoarele de iluminat și de forță ale consumatorilor.

Indiferent de nivelul de tensiune, echipamentele electrice îndeplinesc trei funcții de bază: separarea electrică a circuitelor față de sursele de energie, protecția împotriva supracurenților (detectia suprasarcinilor cu declanșare temporizată și a scurtcircuitelor cu declanșare instantanee) și comutația, adică comanda funcțională realizată prin închiderea și deschiderea contactelor principale și auxiliare. După rolul în schemele electrice se disting echipamentele de distribuție, care gestionează energia furnizată consumatorilor și asigură separarea în caz de defect și protecția personalului, și echipamentele de comandă și control, care au rol de automatizare și protecție.

Alegerea unui echipament pentru o instalație dată se face pe baza caracteristicilor sale electrice (curentul și tensiunea nominală, rezistența de izolație, capacitatea de închidere și de rupere, curenții limită termic și dinamic), mecanice (rezistența la uzură mecanică) și constructive. Caracteristicile constructive exprimă comportarea echipamentului în diverse condiții de mediu și protecția oferită persoanelor împotriva contactului direct și indirect. Ele sunt sintetizate prin gradul de protecție IPxx, în care prima cifră indică protecția împotriva atingerii pieselor sub tensiune și a pătrunderii corpurilor străine, iar a doua protecția împotriva pătrunderii apei.

În tablourile de automatizare moderne, aceste echipamente clasice de protecție și comutație funcționează împreună cu automate programabile (PLC), convertizoare de frecvență, relee de interfață și echipamente de rețea. Complexitatea rezultată face ca proiectarea pe bază de desene să devină lentă și predispusă la erori. Platformele de inginerie asistată de calculator (CAE), precum EPLAN Electric P8, tratează fiecare simbol ca pe un obiect care conține date tehnice reale și generează automat listele de echipamente, diagramele de conexiuni și referințele încrucișate [1].

Pentru formarea inginerilor electricieni este important ca studenții să poată urmări întregul parcurs al unei instalații: de la calculul de dimensionare și elaborarea documentației, până la montaj, punere în funcțiune și analiza funcționării. Standurile de laborator care reproduc structura unui tablou industrial real oferă acest cadru și permit studiul practic al interacțiunii dintre circuitele de forță, de comandă și de automatizare.

În acest context, lucrarea prezintă proiectarea în EPLAN Electric P8 și realizarea unui stand de laborator pentru studiul echipamentelor electrice. Capitolul 2 prezintă relațiile de calcul utilizate la dimensionarea circuitelor de receptor și principalele facilități ale mediului EPLAN folosite în proiectare. Capitolul 3 descrie standul realizat, echipamentele sale principale și schemele electrice aferente, iar lucrarea se încheie cu concluziile privind avantajele abordării propuse.

## 2. Proiectarea asistată de calculator a instalațiilor electrice folosind EPLAN P8

Proiectarea unei instalații electrice pornește de la dimensionarea circuitelor de receptor, pe baza datelor nominale ale receptorului: puterea nominală  $P_n$  [kW], tensiunea nominală  $U_n$  [V], randamentul  $\eta_m$  și factorul de putere  $\cos\varphi_m$ . Curentul nominal al unui receptor trifazat se determină cu relația:

$$I_n = \frac{P_n \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot U_n \cdot \eta_m \cdot \cos\varphi_m} \quad (1)$$

unde  $P_n$  este puterea nominală la arborele motorului electric de acționare, iar  $\eta_m$  și  $\cos\varphi_m$  reprezintă randamentul, respectiv factorul de putere mediu. Curentul de sarcină se obține ca  $I_{sm} = \beta \cdot I_n$ , unde  $\beta = P_s/P_n$  este coeficientul de încărcare, adoptat între 0,8 și 1 în lipsa unor date tehnologice. Pentru alegerea aparatelor de protecție este necesar și curentul de pornire (de vârf) al receptorului:

$$I_{pm} = \lambda^* \cdot I_n \quad (2)$$

în care  $\lambda^*$  este coeficientul relativ de pornire, dependent de modul de pornire:  $\lambda^* = \lambda_n$  la pornirea directă,  $\lambda^* = \lambda_n/3$  la pornirea stea-triunghi și  $\lambda^* = \lambda_n/k_T^2$  la pornirea cu autotransformator,  $\lambda_n$  fiind curentul relativ de pornire nominal, iar  $k_T$  raportul de transformare. Pe baza acestor curenți se aleg curentul de reglaj al releului termic și curentul nominal al siguranțelor fuzibile, iar secțiunea standardizată a conductorului ales se verifică, printre altele, la pierderea de tensiune în regim de sarcină:

$$\Delta U_s \% = \frac{\sqrt{3} \cdot I_s \cdot l \cdot \cos \varphi_s}{\gamma \cdot S_{STAS} \cdot U_n} \cdot 100 \leq \Delta U_{s,ad} \quad (3)$$

unde  $l$  este lungimea circuitului [m],  $\gamma$  conductivitatea materialului conductor ( $\gamma_{Cu} \approx 57 \text{ m}/(\Omega \cdot \text{mm}^2)$ ,  $\gamma_{Al} \approx 35,7 \text{ m}/(\Omega \cdot \text{mm}^2)$ ),  $S_{STAS}$  secțiunea standardizată a conductorului, iar  $\Delta U_{s,ad}$  pierderea de tensiune maximă admisă, ale cărei valori depind de tipul instalației (de iluminat sau de forță) și de modul de alimentare.

Rezultatele acestor calcule (secțiuni, curenți nominali, reglaje ale protecțiilor) sunt transpuse apoi în documentația de execuție. Pentru aceasta a fost utilizat EPLAN Electric P8, un software de proiectare pentru automatizări industriale și inginerie electrică. Spre deosebire de programele CAD clasice (de exemplu AutoCAD), în care schema este o colecție de linii, cercuri și text, EPLAN funcționează pe bază de date: fiecare linie trasată este recunoscută ca un conductor real, cu secțiune și culoare specifice, iar fiecare simbol reprezintă un dispozitiv fizic cu date de producător, cod de produs, dimensiuni și conexiuni [1].

Arhitectura bazată pe date asigură consistența informațiilor din proiect. Modificarea unei componente, de exemplu înlocuirea unui disjunctoare cu unul de la alt producător, se face într-un singur loc, iar programul propagă automat schimbarea în schemă, în listele de achiziții, în diagramele de conexiuni și în planul de borne. Riscul erorilor umane, precum comandarea unei piese greșite sau omiterea actualizării unei referințe încrucișate, este astfel redus considerabil. Platforma este aliniată la standardele internaționale (IEC 81346), fiecare element fiind definit prin funcție, locație fizică și identificator de echipament (de exemplu -Q1). Componentele pot fi preluate din EPLAN Data Portal, o bază de date online cu peste 4 milioane de componente de la producători precum Siemens, Schneider Electric, Rittal, Phoenix Contact sau ABB.

Fereastra principală a programului (fig. 1) oferă acces la crearea schemelor, listelor și prezentărilor generale. Interfața permite configurarea liberă a barelor de instrumente, filtrarea seturilor de date, lucrul cu ecrane multiple și exportul automat al documentației în formatele PDF, DWG și XML.

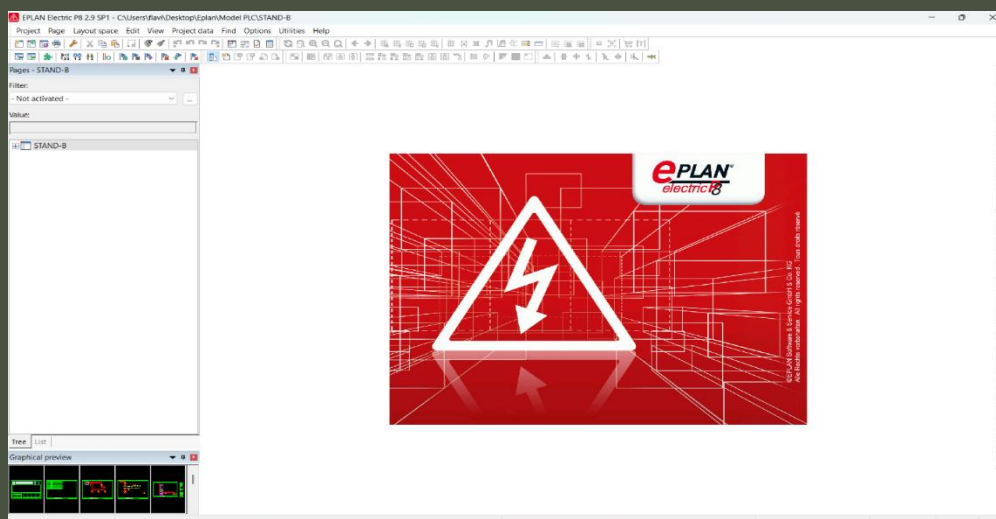


Fig. 1. Pagina de start a programului EPLAN Electric P8.

Simbolurile necesare schemelor se inserează din meniul Insert > Symbol (fig. 2), afișat sub formă de arbore (Tree) sau de listă (List). Forma de listă permite sortarea alfabetică sau după descrierea simbolului (Symbol Description), precum și filtrarea după categoria și grupul definiției

de funcție.

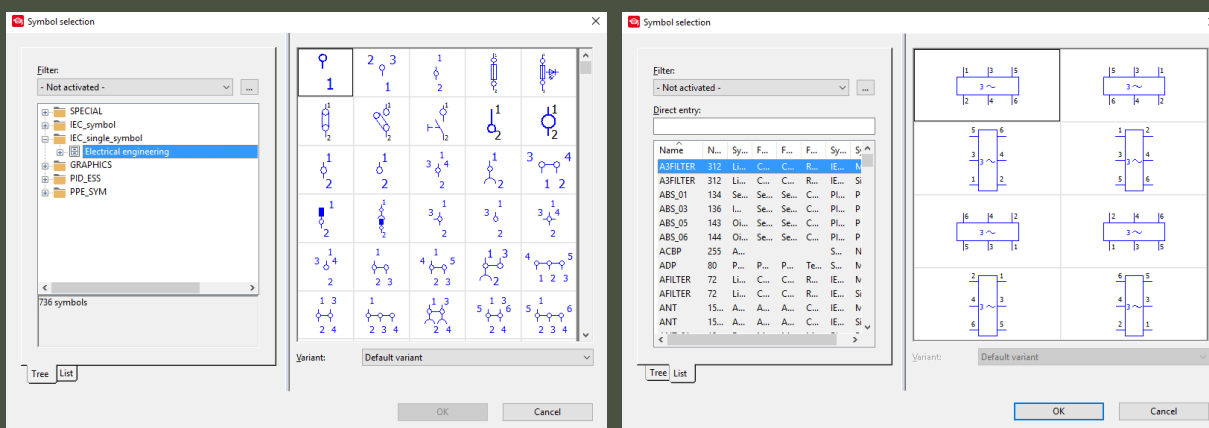


Fig. 2. Fereastra de selecție a simbolurilor (Symbol selection).

Navigatoarele, apelate din Page > Navigators (F12), oferă o vizualizare specială a datelor din proiect, de exemplu o privire de ansamblu asupra tuturor conductoarelor, întrerupătoarelor sau conexiunilor. Navigatorul de pagini (Page Navigator, fig. 3) poate fi ancorat în fereastra principală sau poziționat independent pe ecran și dispune de funcții de filtrare și căutare rapidă, esențiale în proiectele industriale cu sute de pagini. Vizualizarea de tip arbore reflectă ierarhia structurală a instalației, iar cea de tip listă permite modificarea rapidă a proprietăților paginilor. La selectarea unei pagini, conținutul grafic și conexiunile aferente sunt încărcate instantaneu în editorul schematic.

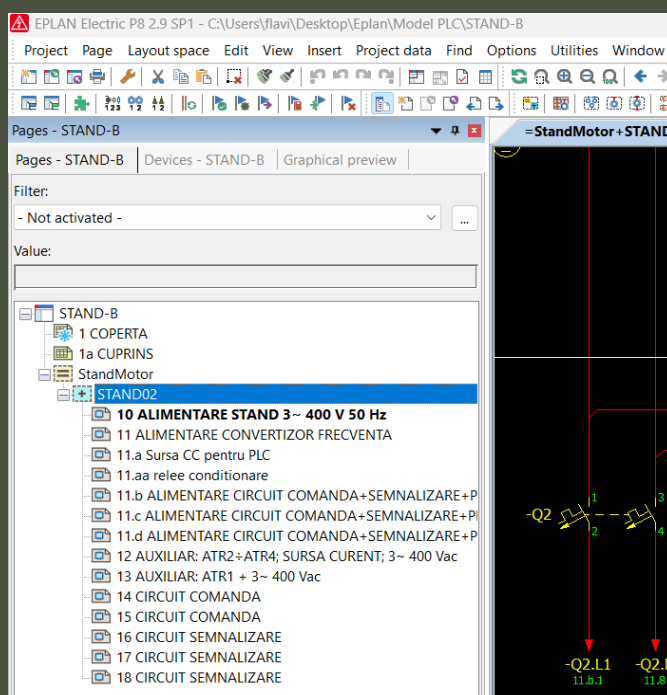


Fig. 3. Interfața utilizatorului și navigatorul de pagini (Page Navigator).

Structurarea logică a proiectului, reflectată în navigatorul de pagini, urmărește fluxul tehnologic real al instalației: succesiunea paginilor pornește de la sursa de energie și continuă pe firul logicii de comandă până la ultimul relee. Astfel, depanarea și analiza sistemului de către personalul de mentenanță devin intuitive.

### 3. Prezentarea standului

Folosind mediul EPLAN Electric P8 s-a realizat proiectarea unui stand electric de studiu, etapă care asigură transpunerea conceptelor teoretice de inginerie într-o structură hardware funcțională. Dezvoltarea asistată de calculator a permis generarea schemelor electrice de principiu și a diagramelor de conexiuni, precum și structurarea exactă a amplasării echipamentelor. Standul

are drept scop studiul echipamentelor electrice și al interacțiunilor dintre componentele de forță, de control și de automatizare din sistemele industriale moderne.

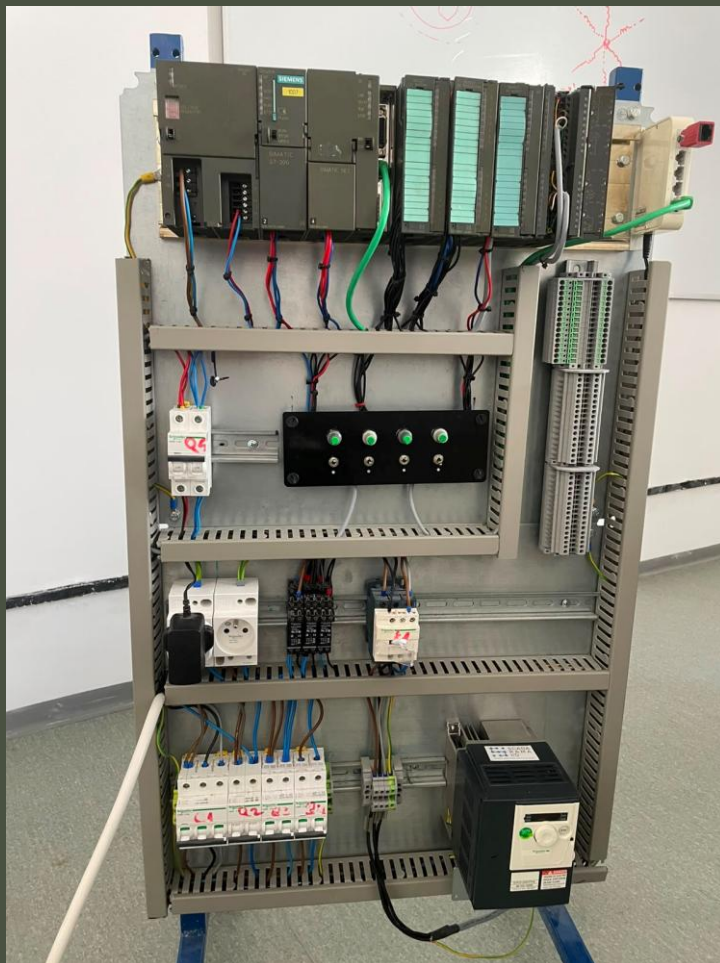


Fig. 4. Imaginea de ansamblu a standului de studiu.

Arhitectura standului (fig. 4) a fost concepută ca o platformă experimentală modulară, care reflectă structura unui tablou de automatizare industrial real. Echipamentele, montate pe șină DIN, au fost selectate pe criterii de compatibilitate electromagnetică, selectivitate și rezistență mecanică și sunt grupate în categorii funcționale interconectate: aparat de forță și acționare, sistem de control logic programabil, dispozitive de protecție și interfețe de semnalizare și diagnoză. Prin conexiunile realizate pe panoul frontal se poate studia comportamentul motoarelor electrice în fazele de pornire, urmărind variația curentului de vârf definit prin relația (2) și eficiența limitării acestuia cu ajutorul convertizorului de frecvență.

Elementul central de comandă este automatul programabil SIMATIC S7-300 (Siemens), un calculator industrial robust, proiectat să funcționeze neîntrerupt în condiții de vibrații, praf sau interferențe electromagnetice [2], [3]. Acesta funcționează ciclic: citește starea intrărilor (butoane, comutatoare, traductoare), procesează datele pe baza programului intern și transmite comenzi către elementele de execuție (contactoare, convertizor, lămpi de semnalizare). Configurația cuprinde sursa de alimentare, care transformă tensiunea de 230 V c.a. în 24 V c.c., unitatea centrală (CPU), cardul de memorie, modulele de semnal digital (DI/DO) și analogice (AI/AO) și un modul de comunicație Ethernet.

Schema realizată în EPLAN pentru automatul programabil este prezentată în fig. 5. Ea este distribuită pe pagini distincte ale proiectului: sursa de alimentare, CPU împreună cu modulul de comunicație, cartelele digitale de intrare/ieșire și cartelele analogice de intrare/ieșire. Fiecare simbol corespunde unui modul real din catalogul producătorului, astfel încât adresele intrărilor și ieșirilor rezultă direct din proiect.

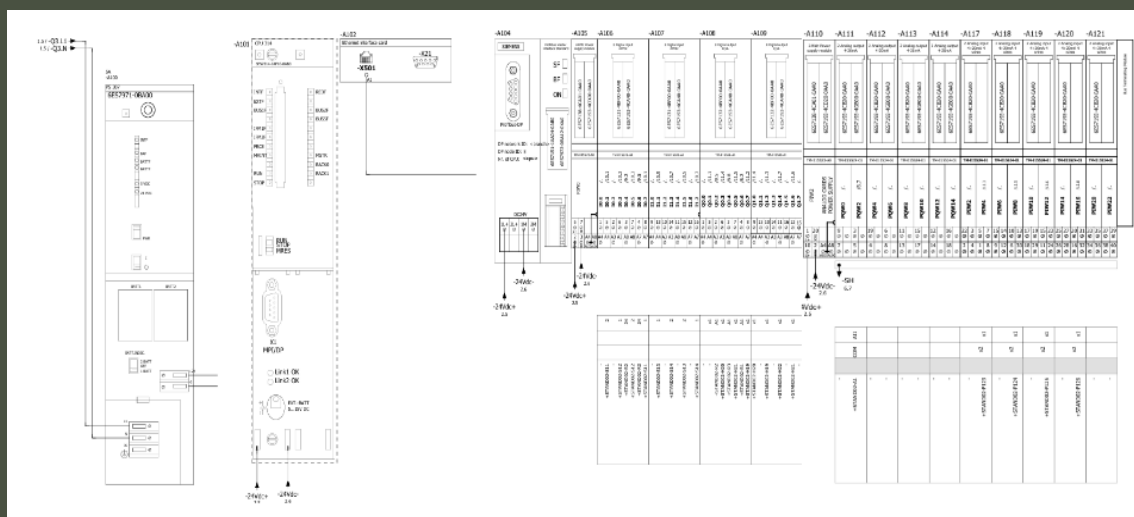


Fig. 5. Schema PLC-ului realizată în EPLAN: sursa de alimentare, modulul Ethernet și cartelele de semnal.

Motorul asincron trifazat al standului este comandat de un convertizor de frecvență Altivar 312 (Schneider Electric) [4], [5]. Spre deosebire de conectarea directă la rețea, care produce un șoc mecanic și curenți de pornire mari, convertizorul permite controlul precis al vitezei și al cuplului motorului. Schema din fig. 6 se află în pagina „Alimentare convertizor de frecvență” a proiectului. Convertizorul este alimentat pe fazele L1, L2, L3 prin contactele principale ale contactorului K1. Intrările logice LI1 și LI2 sunt comandate de la sursa internă de +24 V prin contactele releelor R2 și R3, iar la bornele PA/PB este conectată rezistența de frânare R120. Pentru reglarea vitezei, convertizorului i s-a atribuit o cartelă de ieșiri analogice a PLC-ului.

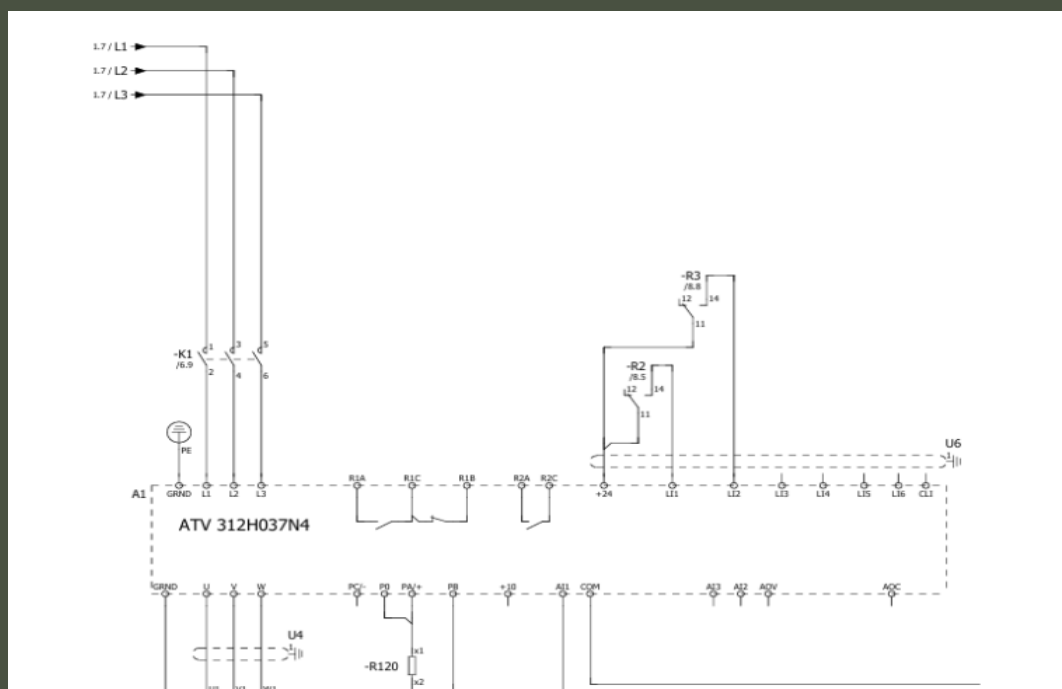


Fig. 6. Schema convertizorului de frecvență realizată în EPLAN.

Alimentarea de forță a convertizorului este realizată prin contactorul TeSys D LC1D09BD, tripolar, categoria AC-3, 440 V, 9 A, cu bobină la 24 V c.c. [6]. Contactorul stabilește și întrerupe în mod repetat circuitele de forță: aplicarea tensiunii de comandă pe bobină generează un câmp magnetic care atrage armătura mobilă și închide simultan contactele principale. Schema sa (fig. 7) se află în aceeași pagină a proiectului, deoarece fără alimentarea bobinei motorul nu poate porni. Bobina A1–A2, prevăzută cu circuit de protecție RC, este alimentată de la circuitul protejat -Q2 (L1, N) prin contacte auxiliare de comandă. Contactele principale 1–2, 3–4, 5–6 au referințe încrucișate generate automat către coloana 6.1 a schemei.

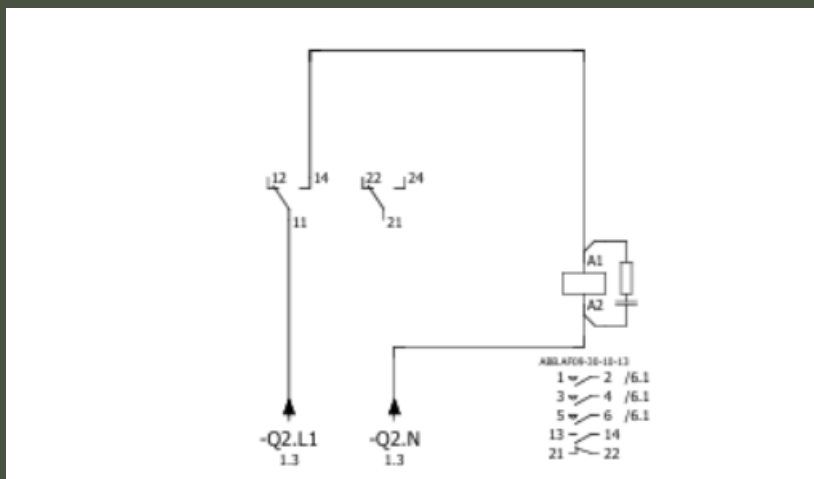


Fig. 7. Schema contactorului și a alimentării bobinei acestuia.

Separarea galvanică dintre circuitul de comandă și cel de execuție este asigurată de relele de interfață RSB 2A080BD ( $U_c = 24 \text{ V c.c.}$ , curent absorbit  $\approx 16,7 \text{ mA}$ , consum  $\approx 400 \text{ mW}$ ), montate pe socluri RSZE1S48M [7], [8]. Protecția circuitelor este realizată cu întrerupătoare automate miniaturale iC60N, curbă C, care declanșează la curenți de 5–10 ori curentul nominal [9]. Calibrul de 2 A protejează transformatoarele de comandă mici și circuitele de semnalizare, cel de 3 A circuitele de automatizare și sursele, cel de 6 A bobinele contactoarelor și PLC-ul, iar cel de 10 A circuitele de pornire a motoarelor.

Comanda și semnalizarea sunt completate de un potențiometru rotativ pentru reglaj fin, un comutator MTS-123 cu trei poziții ON-OFF-ON și LED-uri bicolore. Comutatorul permite trecerea între comanda manuală, oprire și comanda automată preluată de PLC. Standul include, de asemenea, o priză modulară de 16 A, 250 V, pentru șină DIN [10] și un switch Ethernet TP-Link TL-SF1005D [11], care conectează PLC-ul la rețeaua de programare și monitorizare.

#### 4. Concluzii

Lucrarea a urmărit întregul parcurs al unei instalații electrice de automatizare: calculul de dimensionare a circuitelor de receptor, proiectarea asistată de calculator a documentației și realizarea fizică a unui stand de laborator funcțional.

Utilizarea platformei EPLAN Electric P8 în locul unui program CAD clasic aduce un avantaj esențial: proiectul devine o bază de date coerentă. Orice modificare a unei componente se propagă automat în scheme, liste de echipamente, diagrame de conexiuni și referințe încrucișate, ceea ce reduce considerabil riscul erorilor de proiectare și de achiziție.

Structurarea proiectului conform IEC 81346 (funcție, locație, identificator de echipament) și organizarea paginilor după fluxul energiei, de la sursă până la elementele de execuție, fac documentația ușor de citit și de folosit în punerea în funcțiune și în mentenanță.

Standul realizat reproduce structura unui tablou de automatizare industrial real. El integrează un PLC SIMATIC S7-300 cu module digitale, analogice și de comunicație Ethernet, un convertizor de frecvență Altivar 312, un contactor, rele de interfață, întrerupătoare automate iC60N și elemente de comandă și semnalizare, toate documentate în EPLAN.

Interesul principal al lucrării constă în caracterul său didactic și experimental. Standul permite studiul practic al regimurilor de pornire ale motorului asincron, al limitării curentului de pornire prin convertizor, al trecerii între comanda manuală și cea automată și al legăturii dintre parametri nominali ai echipamentelor și dimensionarea circuitelor. Arhitectura modulară permite extinderea ulterioară cu noi echipamente și aplicații de automatizare.

#### 5. Bibliografie

1. EPLAN Software & Service, EPLAN Electric P8: Reference Handbook and Siemens Simatic Integration Guidelines, Monheim, 2024.

2. Siemens AG, SIMATIC S7-300/S7-400 Automation System: Hardware and Installation Manual, Nuremberg, 2025.
3. <https://www.siemens.com/ro-ro/products/simatic/s7-300/>, accesat la data de 16.06.2026.
4. Schneider Electric, Altivar 312 & 212 Variable Speed Drives: Installation and Programming Manual, Paris, 2023.
5. <https://www.se.com/ro-ro/product-range/2656-altivar-312/>, accesat la data de 4.05.2026.
6. <https://www.se.com/ro-ro/product/LC1D09BD/tesys-d-contactor-3p3-no-ac3-440-v-9-a-24-v-dc-bobina/>, accesat la data de 3.06.2026.
7. <https://www.se.com/ro-ro/product/RSB2A080BD/releu-de-interfata-zelio-rsb-2-c-o-24-v-c-c-8-a/>, accesat la data de 15.06.2026.
8. <https://www.se.com/ro-ro/product/RSZE1S48M/priza-rsz-contact-separat-12-a-lt-300-v-c-a-conector-cu-surub/>, accesat la data de 15.06.2026.
9. <https://www.se.com/ro-ro/product/A9F74204/acti9-ic60n-intreruptor-automat-miniatura-2p-4a-curba-c/>, accesat la data de 3.06.2026.
10. <https://www.se.com/ro-ro/product/A9A15306/priza-din-ipc-2p+e-16a-250vac-nfc-15100-std-francez/>, accesat la data de 3.06.2026.
11. <https://www.tp-link.com/ro/business-networking/unmanaged-switch/tl-sf1005d/>, accesat la data de 4.05.2026

## ANALIZA TEHNICO-ECONOMICĂ A EFECTELOR FUNCȚIONĂRII UNUI TRANSFORMATOR DE MARE PUTERE LA SARCINĂ REDUSĂ

Autori: stud. Eleodor Crețan  
Coordonator: Ș.l.dr.ing. Gabriel Chiriac

Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași  
Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată  
Departamentul Utilizări, Acționări și Automatizări Industriale

**Rezumat.** În articol se analizează cazul unui transformator de mare putere care funcționează în regim subîncărcat. Pe baza măsurărilor de energie, putere și a cheltuielilor cu energia reactivă, se estimează efectele funcționării în regim puternic subîncărcat și se analizează posibilitățile de îmbunătățire a factorului de putere pentru a eficientiza funcționarea instalației electrice. Analiza este importantă deoarece un transformator subîncărcat (care funcționează la o fracțiune mică din capacitatea sa nominală) funcționează ineficient, transformând o mare parte din energia aparentă în pierderi, având și un factor de putere scăzut.

### 1. Introducere

Energia activă reprezintă componenta utilă a energiei vehiculate în sistem și singura care poate fi transformată în alte forme de energie. Energia reactivă este energia schimbată reciproc de generator și receptor. Astfel, în decursul unei perioade, energia câmpului electromagnetic este trimisă de două ori de către generator în rețea și este totodată reprimată de două ori de generator din rețea. Energia reactivă nu este utilizabilă practic, nefiind posibilă conversia în alte forme de energie, dar încarcă suplimentar rețeaua electrică. În timp ce componenta reactivă a curentului de sarcină nu absoarbe putere de la sistem, ea cauzează pierderi de energie în sistemele de transport și distribuție a energiei. La aceeași putere activă și solicitare magnetică, receptoarele inductive consumă diferit energia reactivă, deoarece puterea reactivă de magnetizare (principala componentă a puterii reactive) depinde direct proporțional de volumul fierului și al întrefierului, iar puterea reactivă de dispersie variază în același sens cu pătratul coeficientului (gradului) de încărcare.

La *transformatoare*, puterea reactivă de magnetizare este influențată mai puțin de sarcina vehiculată, dar puterea reactivă de dispersie este dependentă de tensiunea relativă de scurtcircuit, puterea aparentă și de factorul de încărcare. De exemplu, raportul dintre puterea reactivă și puterea activă ale unui transformator variază între 5..10%. Prin urmare, un transformator care funcționează la sarcină redusă (subîncărcat), va avea un factor de putere mai mic cu cât încărcarea sa este mai mică.

Funcționarea instalațiilor electrice ale unui consumator la un factor de putere redus prezintă o serie de dezavantaje atât pentru furnizorul de energie electrică, cât și pentru consumator datorită pierderilor suplimentare de putere, reducerea capacității de încărcare cu putere activă a rețelei electrice, pierderilor de tensiune în rețeaua de transport și distribuție a energiei electrice.

Astfel, un transformator subîncărcat (care funcționează la o fracțiune mică din capacitatea sa nominală) are un factor de putere scăzut. Acest fenomen apare deoarece, la sarcini mici, curentul de magnetizare necesar pentru a crea fluxul magnetic în miezul transformatorului devine dominant în raport cu curentul activ (util) consumat de sarcină.

Din aceste motive este necesară îmbunătățirea factorului de putere, fapt care are avantaje tehnice și economice precum reducerea cheltuielilor cu energia electrică, reducerea pierderilor de putere

activă în cabluri, reducerea căderii de tensiune și creșterea puterii active disponibile. Astfel, compensarea energiei reactive la consumatori permite reducerea notelor de plată la electricitate prin menținerea consumului de putere reactivă sub o anumită valoare, agreată prin contractul cu furnizorul de energie.

## **2. Analiza instalației electrice funcționând în regim subîncărcat**

### **2.1. Descrierea schemei monofilare**

Schema monofilară a instalației analizate evidențiază arhitectura și fluxul de energie electrică în cadrul rețelei de alimentare, fiind structurată pe trei niveluri de tensiune distincte:

- a) Stația de transformare 110/6 kV (întaltă/medie tensiune);
- b) Distribuție medie-joasă tensiune (6/0.4 kV);
- c) Distribuție joasă tensiune.

#### **a) Stația de transformare 110/6 kV (Întaltă/Medie tensiune)**

- LEA 110 kV
- Linia electrică aeriană principală, având rolul de a asigura alimentarea stației cu energie electrică la nivelul tensiunii de 110 kV.
- TC (Transformator de Curent)
- Echipament destinat reducerii curenților primari la valori standardizate inferioare, facilitând astfel măsurarea cu acuratețe a consumului și asigurând funcționarea optimă a releelor de protecție.
- TT (Transformator de Tensiune)
- Dispozitiv cu funcționalitate complementară transformatorului de curent, având rolul de a coborî tensiunea la niveluri de siguranță compatibile cu echipamentele de măsurare și protecție.
- CLP (Cuțit de Legare la Pământ / Descărcător)
- Echipamente de protecție esențiale, concepute pentru preluarea și descărcarea controlată la pământ a supratensiunilor periculoase (de natură atmosferică sau de comutație), asigurând integritatea izolației instalației.
- Separatoare
- Echipamente de comutație utilizate pentru crearea unei separări vizibile și sigure a circuitelor electrice, necesară în timpul lucrărilor de mentenanță. Acestea sunt proiectate pentru manevrare exclusiv în lipsa sarcinii (nu posedă capacitatea de rupere a arcului electric).
- Întrerupător (110 kV și 6 kV)
- Element fundamental de protecție și manevră, capabil să întrerupă atât curenții nominali de sarcină, cât și curenții de scurtcircuit de mare intensitate (caracteristici regimurilor de avarie).
- Transformator 40 MVA
- Transformatorul de putere principal al stației, având funcția de a coborî nivelul de tensiune de la 110 kV la 6 kV. În contextul tematicii abordate, funcționarea subîncărcată a acestui echipament determină o creștere disproporționată a ponderii pierderilor constante în fier (în miezul magnetic) raportat la energia utilă transferată, fenomen ce conduce la o depreciere severă a randamentului energetic global al stației.
- Dispozitiv de Contorizare

- Sistem dedicat înregistrării cantităților de energie activă (MWh) și reactivă (MVarh) tranzitate.

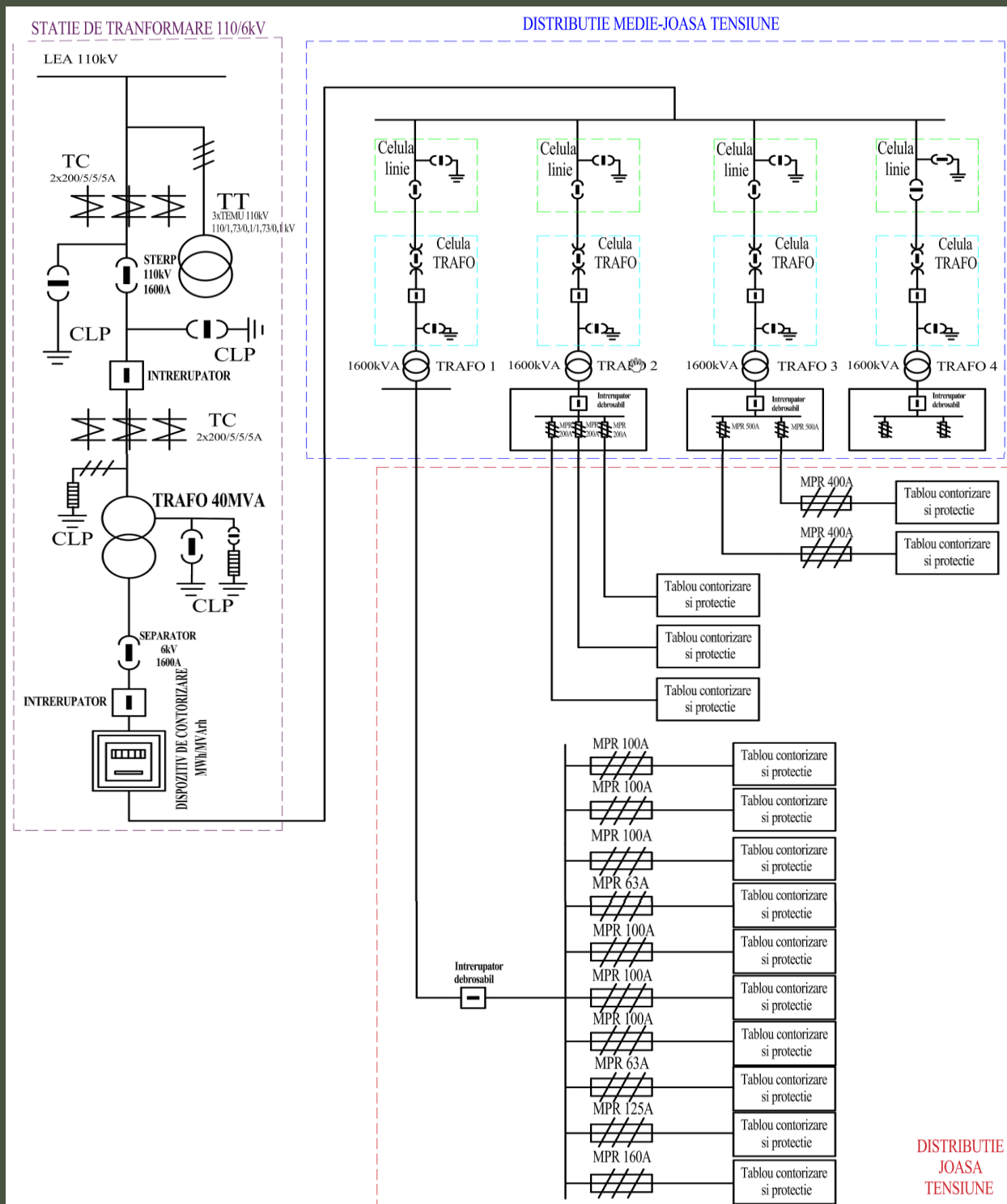


Fig. 1. Schema electrică a stației de transformare și a circuitelor analizate

#### b) Distribuție Medie-Joasă Tensiune (6/0.4 kV)

- Cabluri
- Linii electrice subterane de medie tensiune, prevăzute cu conductoare din aluminiu, destinate alimentării posturilor de transformare inferioare.
- Celule de Linie / Celule TRAFO

- Compartimente metalice prefabricate, care integrează aparatajul de comutație și protecție (separatoare de sarcină, siguranțe fuzibile și cuțite de legare la pământ), garantând siguranța personalului de exploatare.
- Transformatoare de 1600 kVA
- Transformatoare de distribuție secundară, al căror rol este coborârea tensiunii de la nivelul de 6 kV la nivelul de joasă tensiune de 400 V, valoare direct utilizabilă de către receptorii finali.

#### c) Distribuție joasă tensiune

- MPR (Siguranțe cu mare putere de rupere)
- Elemente de protecție cu element fuzibil (calibrate la curenți de 63A, 100A, 160A, 400A, 500A), destinate securizării liniilor individuale de plecare împotriva suprasarcinilor prelungite și a scurtcircuitelor.
- Tablourile de contorizare și protecție
- Echipamente de măsurare a consumului de energie electrică, dispuse pe ramurile individuale ale rețelei de joasă tensiune pentru monitorizarea detaliată a parametrilor de consum.

## 2.2 Analiza datelor înregistrate în substație. Consumul de energie, putere, cheltuieli (procentual)

Date înregistrate (tabele), prezentare.

Pentru a evalua impactul economic al funcționării transformatorului în regim subîncărcat, au fost colectate și analizate datele empirice provenite din facturile emise de furnizorul de energie electrică. Centralizarea acestor informații a condus la elaborarea Tabelului 1, care acoperă o perioadă de monitorizare de nouă luni (septembrie – mai).

Tabelul 1. Sinteza consumului de energie și a costurilor aferente

|                          | Septembrie | Octombrie | Noiembrie | Decembrie | Ianuarie | Februarie | Martie  | Aprilie | Mai    |
|--------------------------|------------|-----------|-----------|-----------|----------|-----------|---------|---------|--------|
| Energie activa (kWh)     | 88.506     | 104.214   | 119.394   | 129.162   | 141.636  | 120.582   | 104.74  | 23.496  | 74.778 |
| Energie reactiva (kVARh) | 65.992     | 52.225    | 53.431    | 40.453    | 29.144   | 38.655    | 43.558  | 12.573  | 60.090 |
| Total EA (RON)           | 77.143,3   | 90.834,76 | 104.686,7 | 113.251,5 | 125.802  | 107.102,5 | 93.033  | 20.869  | 66.665 |
| Total ER (RON)           | 22.643,2   | 16.930,10 | 15.415,7  | 12.304,2  | 11.329   | 15.476,75 | 18.412  | 6.067   | 29.177 |
| Total factura (RON)      | 99.786,6   | 107.764,8 | 120.102,5 | 125.555,8 | 137.132  | 122.579   | 111.445 | 26.936  | 95.843 |

Tabelul 1. prezintă o defalcare a indicatorilor cantitativi și valorici lunari. Specific, sunt cuantificate volumele de energie activă absorbită (exprimată în kWh) și de energie reactivă tranzitată (exprimată în kVARh). În paralel cu acești parametri tehnici, tabelul detaliază costurile financiare aferente fiecărei componente (exprimate în lei, fără TVA), evidențiind astfel impactul economic separat pe care energia reactivă îl are asupra costului total de exploatare.

Această sinteză este fundamentală pentru analiza de față, deoarece permite izolarea și observarea costurilor suplimentare (și adesea penalizatoare) generate de consumul de energie reactivă. Datele centralizate aici vor constitui baza de calcul pentru determinarea variației factorului de putere pe parcursul celor nouă luni și vor servi drept fundament pentru reprezentările grafice și concluziile economice ulterioare.

Pe baza datelor măsurate s-au trasat și analizat următoarele grafice:

- Variația energiei în timp ( $W_p$ ,  $W_q$ ).
- Variația cheltuielilor în timp ( $C_{wp}$ ,  $C_{wq}$ ).
- Variație Procent cheltuieli cu  $W_q$  din cheltuieli totale.

- Totalul energiei active consumate în cele 9 luni

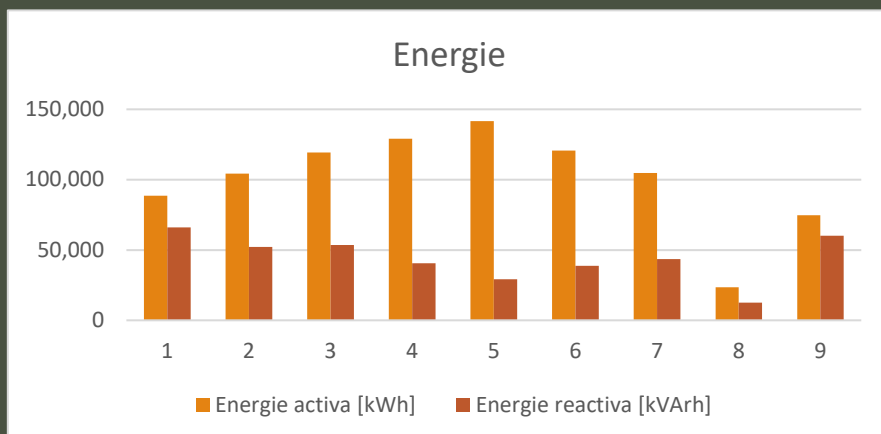


Fig. 2. Variația energiei în timp ( $W_p$ ,  $W_q$ )

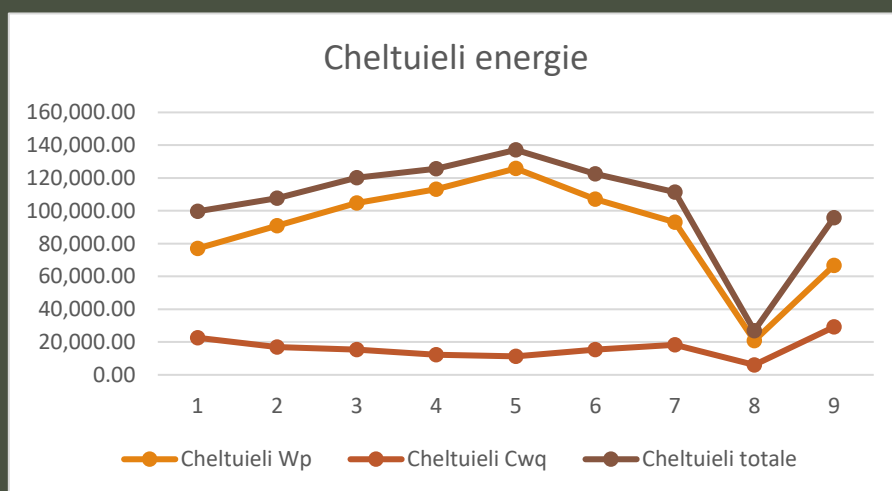


Fig. 3. Variația cheltuielilor în timp ( $C_{wp}$ ,  $C_{wq}$ )

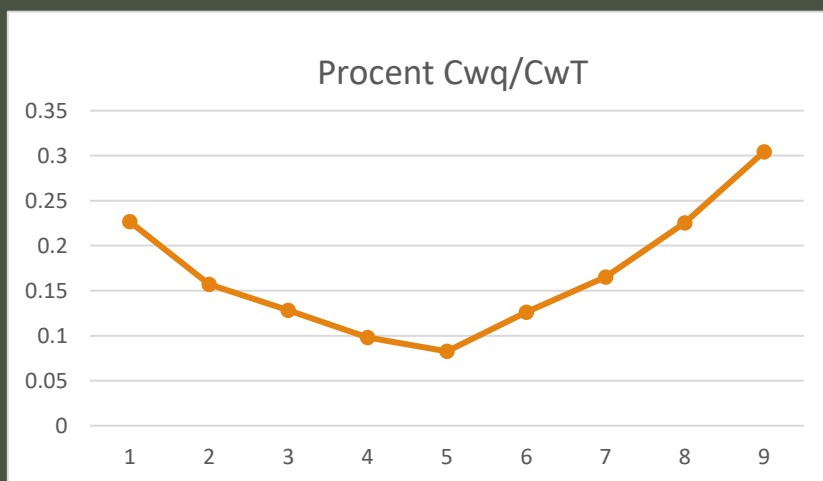


Fig. 4. Variație Procent cheltuieli cu  $W_q$  din cheltuieli totale

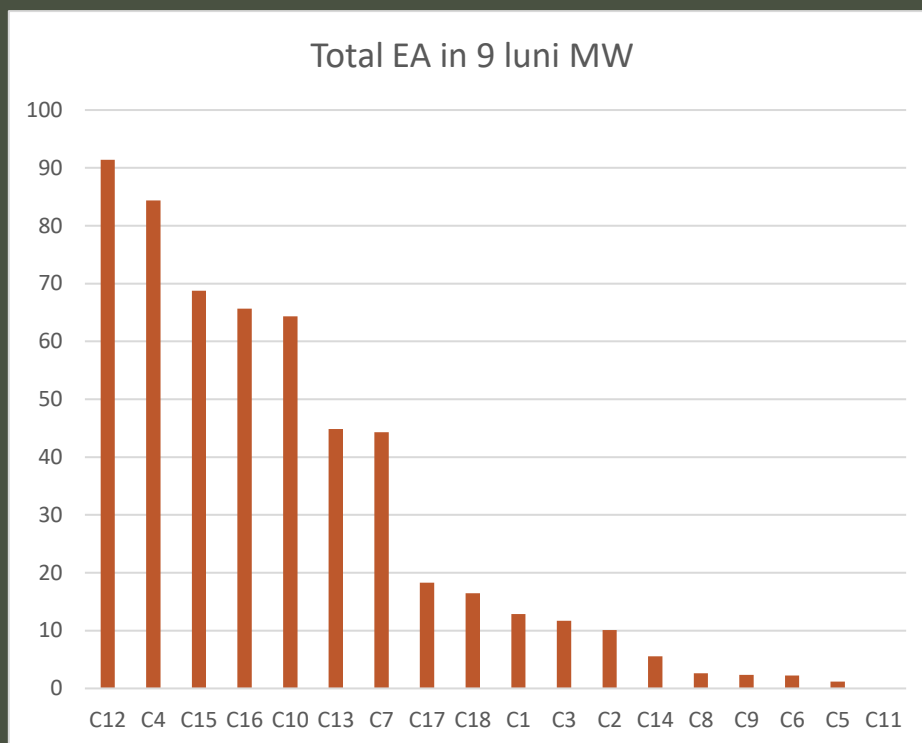


Fig. 5. Totalul energiei active consumate în cele 9 luni

#### Analiza datelor înregistrate

Pe baza datelor centralizate și a reprezentărilor grafice aferente perioadei de monitorizare (septembrie – mai), se desprind o serie de concluzii definitorii privind impactul tehnico-economic al regimului de funcționare subîncărcat al transformatorului:

##### a) Analiza variației energiei în timp ( $E_a$ , $E_q$ ):

Graficul variației energiilor evidențiază o fluctuație sezonieră pronunțată a consumului de energie activă  $E_a$ , cu un maxim atins în luna ianuarie (141.636 kWh) și un minim semnificativ înregistrat în luna aprilie (23.496 kWh). În mod cu totul distinct, evoluția energiei reactive ( $W_q$ ) nu prezintă o tendință de proporționalitate directă cu energia activă. De exemplu, în luna mai, deși consumul de energie activă este de doar 74.778 kWh (reprezentând aproximativ jumătate din vârful de sarcină din iarnă), energia reactivă înregistrează o valoare extrem de ridicată, de 60.090 kVARh. Acest decalaj validează ipoteza teoretică: în regim subîncărcat, transformatorul absoarbe o putere reactivă de magnetizare care rămâne relativ constantă, independent de gradul de încărcare cu putere activă.

##### b) Analiza variației cheltuielilor în timp ( $C_{wp}$ , $C_{wT}$ ):

Curbele cheltuielilor reflectă fidel dezechilibrele de consum energetic. Deși costurile cu energia activă  $C_{wp}$  dictează valoarea absolută a facturii în perioadele de sarcină maximă, costurile cu energia reactivă  $C_{wq}$  devin o povară financiară disproporționată în perioadele de sarcină redusă. Astfel, în lunile de toamnă-primăvară, valoarea facturată pentru energia reactivă atinge praguri critice (ex. 22.643 lei în septembrie și un maxim de 29.177 lei în luna mai, valori fără TVA).

##### c) Variația procentuală a cheltuielilor cu energia reactivă din totalul facturii:

Această reprezentare grafică este cel mai relevant indicator al ineficienței economice. În luna

de încărcare maximă a transformatorului (ianuarie), ponderea costului cu energia reactivă în factura totală este marginală, de aproximativ 8,2% (11.329 lei dintr-un total de 137.132 lei). În contrast puternic, în luna mai, pe fondul reducerii drastice a consumului activ (funcționarea la o fracțiune mică din capacitatea nominală), costul energiei reactive ajunge să reprezinte peste 30% din valoarea totală a facturii (29.177 lei din 95.843 lei).

d) Distribuția consumului total de energie activă pe categorii de consumatori:

Graficul cumulativ al consumului de energie activă pe durata celor nouă luni reliefează o asimetrie majoră în structura de sarcină a rețelei. Analiza evidențiază o concentrare a cererii de putere într-un grup restrâns de consumatori dominanți. Mai exact, vârful de consum este asigurat de ramura C12 (cu o valoare cumulată de aproximativ 90 MWh), urmată îndeaproape de ramura C4 (circa 85 MWh) și C15 (aproximativ 70 MWh). Acești factori principali dictează momentele de încărcare optimă a stației.

La polul opus, o proporție semnificativă a ramurilor monitorizate (precum C5, C6, C8, C9, C11 și C14) înregistrează valori marginale, situându-se sub pragul de 5 MWh cumulat pe întreaga perioadă analizată. Această eterogenitate accentuată a profilului de sarcină explică tehnic cauzele intrării transformatorului în regim subîncărcat. În perioadele (sau schimbările de lucru) în care consumatorii majori își reduc activitatea sau sunt decuplați de la rețea, sarcina totală impusă transformatorului de 40 MVA este susținută exclusiv de consumatorii minori.

Efectul direct este o prăbușire a gradului de încărcare la o fracțiune minimă din capacitatea sa nominală. În aceste ferestre de timp, puterea reactivă de magnetizare necesară susținerii câmpului electromagnetic în miezul transformatorului devine dominantă în balanța energetică, justificând astfel ponderile critice ale cheltuielilor cu energia reactivă (de peste 30%) identificate în lunile cu consum activ minim.

### 3. Probleme specifice funcționării transformatoarelor în regim subîncărcat

Funcționarea transformatorului de 40 MVA din stație la o fracțiune minimă din capacitatea sa nominală reprezintă, așa cum reiese din analiza datelor de consum facturate, un regim de exploatare foarte ineficient. Din punct de vedere electrotehnic, acest comportament nu este doar o anomalie statistică, ci o problemă generată de ecuațiile fundamentale ale câmpului electromagnetic, care modifică radical bilanțul de puteri, calitatea energiei și modul în care instalația interacționează cu rețeaua de alimentare. Pentru a înțelege exact de ce stația generează costuri mari în perioadele de gol de sarcină, trebuie studiate fenomenele fizice specifice.

La transformatoare, puterea reactivă de magnetizare este dată de:

$$Q = 0,25fB^2 \frac{V_{Fe}}{\mu} = i_0 \cdot S_n \cong 0,08 \cdot S_n \quad (1)$$

și se observă ca nu este influențată de sarcina vehiculată  $S$ , dar depinde de creșterea tensiunii de alimentare care va majora curentul relativ de magnetizare  $i_0$  și de putere nominală  $S_n$  a transformatorului.

Puterea reactivă de dispersie este dependentă de tensiunea relativă de scurtcircuit  $u_{sc}$ , puterea aparentă  $S_n$  și factorul de încărcare  $\beta$ , conform relației:

$$Q_d = u_{sc}\beta^2 S_n \cong 0,02S_n \quad (2)$$

cu:  $\beta = S_m/S_n$ ,  $S_m$  - puterea medie sau medie pătratică pe intervalul de timp dat.

Bilanțul energetic, asimetria pierderilor și degradarea randamentului

Pentru a explica ineficienta majoră în regim subîncărcat, se pornește de la ecuația pierderilor de putere activă din interiorul transformatorului. Orice transformator electric, indiferent de mărime, are pierderile totale împărțite în două componente cu un comportament total diferit în raport cu sarcina utilă:

$$\Delta P_T = P_0 + \alpha^2 \cdot P_k \quad (3)$$

$\Delta P_T$  - Pierderile totale de putere

$P_0$  - Pierderi în gol (pierderi în fier)

$\alpha$  - Coeficientul (gradul) de încărcare al transformatorului

$P_k$  - Pierderi în cupru

- **Pierderile constante (în fier,  $P_{Fe}$ ):** Acestea sunt localizate în miezul feromagnetic al transformatorului și sunt generate de două fenomene distincte. În primul rând, fenomenul de histerezis, care reprezintă energia disipată sub formă de căldură pentru reorientarea forțată a domeniilor magnetice din tolele de oțel la fiecare semiperioadă a curentului alternativ. În al doilea rând, curenții turbionari induși în masa metalică. Deoarece tensiunea de alimentare pe barele de 110 kV este menținută la un nivel stabil de către operatorul de transport, inducția magnetică din miez și, implicit, pierderile în fier se mențin la valoarea lor nominală pe tot parcursul funcționării. Acestea consumă energie activă în mod continuu, reprezentând un consum tehnologic rigid pe care stația trebuie să îl suporte doar pentru a menține transformatorul sub tensiune, independent de ce fac consumatorii.
- **Pierderile variabile (în cupru,  $P_{Cu}$ ):** Acestea sunt cauzate de efectul Joule-Lenz în înfășurările transformatorului. Spre deosebire de pierderile în fier, acestea variază strict proporțional cu pătratul curentului de sarcină.

Conform teoremei randamentului maxim, bine cunoscută în teoria masinilor electrice, eficiența optimă a unui transformator se obține în punctul de funcționare în care pierderile variabile egalează pierderile constante ( $P_{Fe} = P_{Cu}$ ). În cazul studiat, deoarece transformatorul intră într-un regim puternic subîncărcat, curenții de sarcină devin foarte mici, ceea ce face ca pierderile în cupru să tindă spre zero. Echilibrul teoretic este astfel afectat: energia activă din rețea este utilizată într-o proporție disproporționat de mare exclusiv pentru acoperirea pierderilor constante în fier, ceea ce conduce la o scădere majoră a randamentului global al stației de transformare.

### Dominanța curentului de magnetizare și dezechilibrul reactiv

Pentru a putea transfera energia din primar în secundar, miezul transformatorului trebuie menținut permanent magnetizat. Fiind vorba de o unitate de 40 MVA, echipamentul absoarbe o cantitate mare și constantă de putere reactivă doar pentru a-și susține acest câmp magnetic, indiferent de consumul real din rețea. Problema principală apare atunci când consumatorii utilizează foarte puțină energie. La sarcini mici, curentul activ (util) devine nesemnificativ, însă transformatorul continuă să absoarbă aceeași cantitate mare de curent reactiv pentru magnetizarea miezului. Astfel, componenta reactivă ajunge să domine complet balanța energetică. Așa cum s-a evidențiat și în analiza facturilor, acest dezechilibru face ca raportul dintre energia reactivă și cea activă să crească foarte mult. Consecința tehnică și economică directă este scăderea factorului de putere ( $\cos \varphi$ ).

### Discrepanța de contorizare între primar și consumatorii finali

Corelând datele teoretice de mai sus cu facturile și măsurătorile analizate, s-a identificat o anomalie practică majoră, specifică acestui regim de funcționare: contorul general de pe partea de înaltă tensiune (110 kV) înregistrează un consum total care ajunge să fie aproape dublu față de suma consumurilor contorizate individual la receptoarele finale de joasă tensiune. Deși inițial ar putea părea o eroare de metrologie, această discrepanță confirmă severitatea ineficienței și se explică prin cumularea a patru factori tehnici:

1. **Acumularea pierderilor constante ( $P_{Fe}$ ):** Transformatorul de 40 MVA funcționează permanent (aproximativ 720 - 744 de ore pe lună). Când consumul util este foarte redus, energia consumată de transformator pentru propriile pierderi ajunge să egaleze sau să depășească energia livrată efectiv. Contorul din stație masoară toată această energie.
2. **Pierderile în cascadă:** După transformatorul principal, energia trece prin transformatoarele de distribuție secundară de 1600 kVA. Fiecare dintre acestea are, la rândul său, propriile pierderi

constante în fier care se adaugă la nota de plată generală a stației, fără a se regăsi pe contoarele consumatorilor.

3. **Consumul serviciilor interne:** O stație de transformare are propriul consum vital (echipamente de protecție prin relee, automatizări, iluminat). Tot acest consum cade în sarcina contorului de înaltă tensiune.
4. **Erorile transformatoarelor de măsură (TC):** Transformatoarele de curent de pe partea de 110 kV sunt calibrate pentru a citi curenții masivi ai unui trafo de 40 MVA în sarcină. Când stația merge aproape în gol, curentul primar scade la o valoare foarte mică (circa 1 - 2% din curentul nominal). În această zonă extremă inferioară, clasa de precizie a transformatoarelor de măsură scade, amplificând erorile de înregistrare.

#### Calitatea energiei și regimul deformant

Datorită neliniarității caracteristicii de magnetizare a miezului, curentul de magnetizare absorbit de transformator nu este niciodată perfect sinusoidal, chiar și atunci când tensiunea de alimentare este ideală. Forma sa de undă devine ascuțită și este inerent bogată în armonici superioare, dominantă absolută fiind armonica de ordinul 3.

În regimurile normale de sarcină, acest curent deformat este neglijabil în comparație cu curentul util. Însă, în regim puternic subîncărcat, curentul de magnetizare iese în evidență și imprimă un caracter deformant întregului regim de funcționare. Este foarte important de precizat din punct de vedere al analizei termice că, deoarece curentul total tranzitat este la o valoare minimă, înfășurările transformatorului funcționează la un regim termic cu temperaturi reduse (practic, transformatorul este rece). Astfel, acest regim deformant nu reprezintă un risc de supraîncălzire și nu accelerează îmbătrânirea izolațiilor. În schimb, adevărata problemă este că injectarea acestor armonici de curent afectează precizia grupurilor de măsură din rețea și degradează calitatea energiei electrice livrate altor receptori.

#### Impactul asupra rețelei de transport și soluția compensării

Vehicularea acestei cantități mari de putere reactivă are un impact fizic direct asupra rețelei de 110kV. Circulația curenților reactivi pe reactanțele inductive mari ale liniilor de 110kV determină căderi de tensiune longitudinale semnificative și reduce artificial capacitatea de tranzit a rețelei pentru puterea activă.

Soluția tehnică este instalarea unor sisteme de compensare locală (baterii de condensatoare automate) la nivelul barelor de distribuție. Acestea reduc semnificativ necesarul reactiv de dispersie generat de sarcina utilă, izolând instalația de penalizările financiare. Totuși, ca o concluzie a analizei, trebuie subliniat că această măsură compensează consumatorii, dar nu elimină componenta de magnetizare a transformatorului din staie. Acel consum reactiv rămâne esențial funcționării miezului, tranzitat din rețeaua de 110kV, demonstrând că menținerea sub tensiune a unui echipament de 40 MVA pentru o sarcină minimă rămâne o vulnerabilitate structurală de management energetic.

#### 4. Concluzii

Funcționarea unui transformator de mare putere într-un regim sever subîncărcat generează o ineficiență tehnico-economică majoră, dominată de ponderea pierderilor constante în fier și de necesarul mare de putere reactivă pentru magnetizarea miezului. Acest dezechilibru al bilanțului energetic se traduce printr-o degradare accentuată a factorului de putere, fenomen care atrage după sine o creștere disproporționată a costurilor facturate pentru energia reactivă în perioadele de gol de sarcină. Deși instalarea sistemelor de compensare locală atenuează penalizările financiare, menținerea permanentă sub tensiune a unui echipament de o asemenea capacitate pentru o sarcină minimă persistă ca o vulnerabilitate structurală de management energetic.

**Acknowledgment** - Acest articol este realizat în cadrul Contractului tip cercetare, nr.

9344/18.03.2026, Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași, cu tema „Studiu privind îmbunătățirea factorului de putere pentru transformatoare care funcționează la sarcină redusă”

## 5. Bibliografie

1. Lucache D., Paicu G., Chiriac G., Dănilă E., Utilizări ale energiei electrice, Aplicații, Editura Pim, 2014.
2. Schneider Electric, Manualul instalațiilor electrice. 2007.
3. Normativ privind proiectarea, execuția și exploatarea instalațiilor electrice aferente, Indicativ I7 – 2011, completat 2023.
4. Autoritatea Națională de Reglementare în Domeniul Energiei – ANRE, Metodologia de stabilire a tarifelor pentru serviciul de distribuție a energiei, electrice, din 17.09.2024.
5. Lukovenko, A.S., et al. “Estimation of economic damage in the difference of the transformer loading factor”, In: IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. IOP Publishing, 2020. p. 062007.
6. Diwyacitta, K., Prasajo, R. A., & Gumilang, H. (2017, October). “Effects of loading factor in operating time on dielectric characteristics of transformer oil”, In 2017 International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS) (pp. 335-339). IEEE.
7. Metwally, I. A. (2011). Failures, monitoring and new trends of power transformers. IEEE potentials, 30(3), 36-43.
8. Kolcun, M., Gawlak, A., Kornatka, M., & Čonka, Z. (2020). Active and reactive power losses in distribution transformers. Acta Polytechnica Hungarica, 17(1), 161-174.

# MOTOR SINCRON CU MAGNEȚI AMELIORAREA REGIMULUI TERMIC PRIN REDUCEREA PIERDERILOR ROTORICE

Autori: Ing. Mișcoi Petrea-Ion  
Coordonator: Conf. dr. ing. Bogdan Vîrlan

Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași  
Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată  
Departamentul Electric

**Rezumat.** Prezenta lucrare abordează o problemă de mare actualitate în domeniul tracțiunii electrice, având ca obiect de studiu un motor sincron cu magneți permanenți interiori (PMSM) răcit cu lichid, proiectat într-o arhitectură „V-shape” cu 12 creștături statorice și 10 poli rotorici (12s/10p). Mașina utilizează o înfășurare concentrică cu  $q$  fracționar subunitar și bariere de flux.

Lucrarea își propune optimizarea electromagnetică a mașinii în scopul maximizării densității de putere raportate la masă (kW/kg), obținerii unui randament superior și asigurării unui regim termic stabil. Cercetarea este orientată spre reducerea pierderilor prin histerezis și curenți turbionari disipate în magneții permanenți, o zonă critică supusă unui transfer termic indirect și problematic către sistemul de răcire forțată. În acest scop, lucrarea evaluează două tehnici complementare de diminuare a acestor pierderi rotorice: optimizarea geometrică prin micșorarea deschiderii creștăturilor statorice și segmentarea magneților permanenți.

## 1. Introducere

În mașinile sincrone cu magneți permanenți (PMSM), pe lângă pierderile principale reprezentate de pierderile în înfășurările statorice prin efect Joule-Lenz, pierderile în miezul magnetic (compuse din pierderi prin histerezis și pierderi prin curenți turbionari) și pierderile mecanice, este inevitabilă apariția unor pierderi suplimentare [1]. În etapa de proiectare, dacă aceste pierderi suplimentare nu sunt luate în calcul, ele pot avea efecte deosebit de severe asupra mașinii sincrone, determinând supraîncălzirea rotorului și crescând riscul de demagnetizare ireversibilă a magneților [3].

Din această categorie fac parte pierderile care apar în magneții permanenți ( $P_{mag}$ ), cauzate de fluctuațiile de flux magnetic provocate de armonicile spațiale ale tensiunilor magneto-motoare statorice, de efectul de deschidere a creștăturilor (preponderent datorită utilizării unei înfășurări concentrice cu  $q$  fracționar) și de comutația PWM a inverterului [1-6].

Pierderile din magneții permanenți se împart în două categorii principale:

- Pierderi prin curenți turbionari ( $P_e$ )
- Pierderi prin histerezis ( $P_h$ )

$$P_{mag} = P_e + P_h \quad (1)$$

### 1. Pierderi prin curenți turbionari ( $P_e$ ) [4]

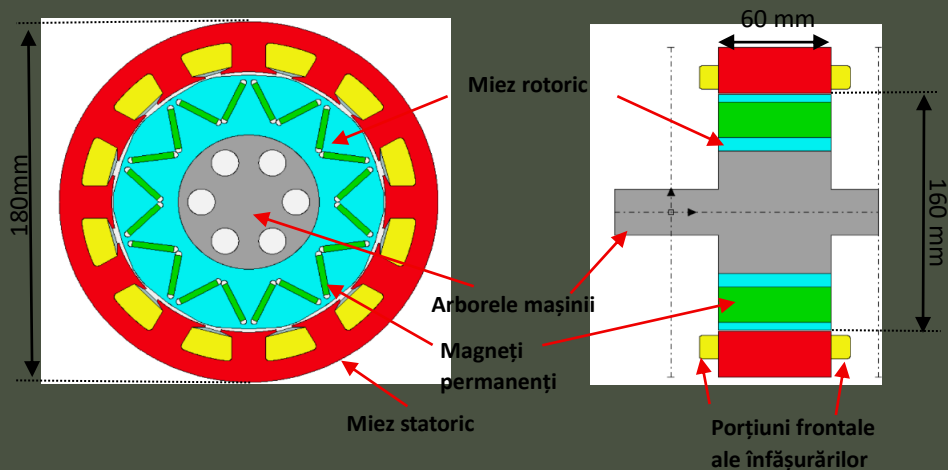
$$P_e = \sum_k \frac{\pi^2 \cdot \sigma \cdot d^2 \cdot f_k^2 \cdot B_k^2 \cdot k_{3D}}{6} \cdot V_{mag} \quad (2)$$

$\sigma$  – conductivitatea electrică a magnetului [S/m];

$d$  – dimensiunea/grosimea segmentului de magnet [m];

$f_k$  – frecvența armonicii  $k$  a câmpului magnetic [Hz];

$B_k$  – amplitudinea inducției magnetice pentru armonica  $k$  [T];



$k_{3D}$  – factorul de reducere prin segmentare 3D;  
 Fig. 1. Dimensiunile geometrice, precum și părțile componente ale mașinii, analizate atât în secțiune transversală, cât și în secțiune radială

$V_{mag}$  – volumul total al magneților [ $m^3$ ].

## 2. Pierderi prin histerezis ( $P_h$ ) [1]

$$P_h = k_h \cdot f \cdot B_n^\alpha \cdot V_{mag} \quad (3)$$

$k_h$  – coeficientul de histerezis al materialului magnetului;

$f$  – frecvența oscilației de flux [Hz];

$B_n$  – amplitudinea oscilației de inducție [T];

$\alpha$  – exponent Steinmetz ( $\alpha \approx 1.8 \dots 2.0$ );

$V_{mag}$  – volumul total al magneților [ $m^3$ ].

Astfel, în cazul utilizării unei înfășurări de tip concentric, minimizarea acestor pierderi se poate realiza în primul rând prin strategii de segmentare a magneților permanenți [5], precum și prin optimizarea profilului și deschiderii creștăturii statorice [6].

## 2. MODELUL EXPERIMENTAL PROIECTAT ȘI SIMULAT

În etapa de simulare s-a optimizat un motor de tip PMSM cu magneți în interiorul rotorului dispuși în formă de V (*V-shape*), fiind cea mai avantajoasă variantă din punctul de vedere al densității de putere (kW/kg) [1]. Dimensiunile mașinii și părțile componente sunt reprezentate în Fig. 1.

Satorul a fost dimensionat conform relațiilor analitice clasice de proiectare a mașinilor de curent alternativ, adoptându-se o înfășurare concentrică, pe dinte, cu număr fracționar de creștături pe pol și fază ( $q < 1$ ). Alegerea acestei geometrii a satorului este motivată de minimizarea părților frontale ale bobinajului, având ca avantaje principale diminuarea pierderilor Joule și, prin urmare, creșterea densității de putere.

Studiul regimului termic al mașinii, bazat pe un sistem de răcire cu lichid aplicat satorului, a pus în evidență puncte de supratemperatură la nivelul magneților permanenți. Atingerea sau depășirea temperaturii maxime de funcționare (150 °C) în aceste zone poate conduce la demagnetizarea ireversibilă a magneților permanenți.

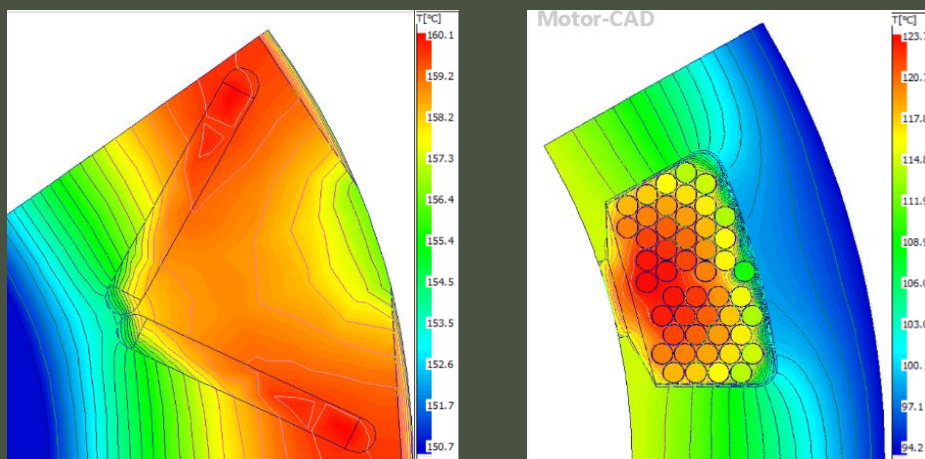


Fig. 2. Distribuția termică la nivelul creștăturilor statorice și al rotorului.

Așa cum se observă în Fig. 2, analiza regimului termic evidențiază apariția unor supratemperaturi de aproximativ 160 °C la nivelul magneților permanenți. Având în vedere că magneții utilizați sunt de tip N48SH (caracterizați printr-o temperatură maximă de funcționare și de demagnetizare de circa 150 °C), această depășire creează un risc iminent de demagnetizare ireversibilă. În schimb, la nivelul statorului se înregistrează temperaturi de aproximativ 123 °C, valoare ce se încadrează în limitele admise de clasa de izolație.

Tab. 1. Pierderile principale din mașină.

| Tip de pierdere                          | Putere [W] |
|------------------------------------------|------------|
| Pierderi [Cupru înfășurare / Indus]      | 146.2      |
| Pierderi [Dinți statorici]               | 392.4      |
| Pierderi [Punțile magnetice rotorice]    | 104.9      |
| Pierderi [Frecare – Rulment față]        | 0.00       |
| Pierderi [Ventilație / Frecare cu aerul] | 0.00       |

Acest fenomen se explică prin prezența armonicilor superioare ale câmpului magnetic, care pătrund în rotor și induc curenți turbionari în masa magneților. Apariția acestor armonici se datorează formei nesinusoidale a distribuției inducției magnetice în întrefier în regim de sarcină (cauzată de reacția indusului și efectul de deschidere al creștăturilor), precum și armonicilor de curent provocate de comutația PWM de înaltă frecvență a inverterului.

Descompunerea în serie Fourier a inducției magnetice radiale din întrefier ( $B_r$ , Fig. 3) evidențiază un conținut armonic superior destul de ridicat. Pe lângă armonica fundamentală (1,08 T), se observă o pondere semnificativă a armonicilor de ordin mic, în special armonica de ordinul 3 (0,24 T), urmată de ordinele 2, 4 și 5.

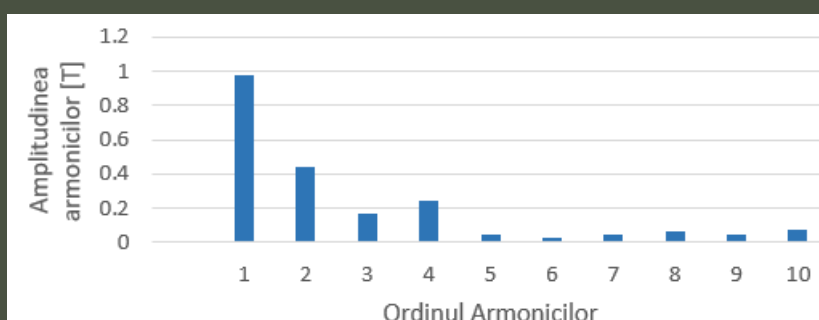


Fig. 3. Spectrul armonic al inducției magnetice din întrefier.

Această distribuție armonică accentuată este o consecință a utilizării înfășurării concentrice cu  $q < 1$ , fiind amplificată în sarcină de reacția indusului și de geometria creștăturilor. Pentru rezolvarea acestor probleme vor fi urmate două strategii de optimizare: segmentarea magneților permanenți și micșorarea deschiderii creștăturii statorice.

### 3. OPTIMIZAREA PRIN DESCHIDEREA CRESTĂTURII STATORICE

Conform literaturii de specialitate, o metodă eficientă pentru reducerea pierderilor

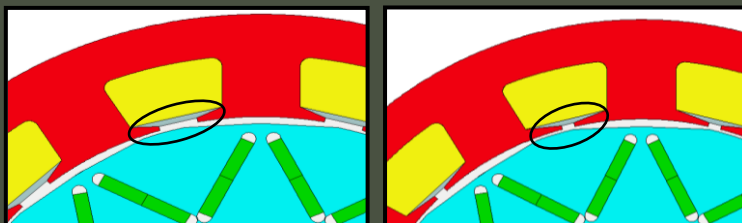


Fig. 4. Optimizarea deschiderii creștăturii statorice pentru îmbunătățirea formei unde de inducție din întrefier.

electromagnetice de la nivelul magneților permanenți constă în micșorarea deschiderii creștăturilor statorice [6]. Astfel, s-a efectuat o micșorare a deschiderii creștăturii de la  $A_s = 8$  mm la  $A_s = 3$  mm, așa cum se poate observa în Fig. 4. Impactul acestei modificări geometrice asupra bilanțului pierderilor al mașinii este sintetizat în Tab. 2.

Din datele prezentate se observă că, prin aplicarea strategiei de micșorare a deschiderii creștăturilor, pierderile din magneți înregistrează o scădere de aproximativ 13 % față de varianta inițială (de la 210,1 W la 182,3 W). Acest rezultat se datorează faptului că restrângerea deschiderii creștăturilor uniformizează distribuția spațială a inducției magnetice în întrefier.

În regim ideal de funcționare, forma de undă a inducției magnetice din întrefier ar trebui să fie pur sinusoidală; totuși, o sinusoidală perfectă este imposibil de obținut sub sarcină, din cauza efectului de reacție a indusului și a deschiderii fizice a creștăturilor. În ceea ce privește regimul termic această strategie determină o scădere a temperaturii maxime a magneților de la 160°C la 146 °C. Cu toate acestea, valoarea se menține în continuare într-o zonă extrem de critică. Prin urmare, deși optimizarea deschiderii creștăturii îmbunătățește spectrul armonic și reduce pierderile, ea nu oferă de una singură o rezolvare termică robustă, justificând pe deplin combinarea acestei metode cu segmentarea magneților permanenți pentru obținerea unei marje reale de siguranță.

Tab. 2. Pierderile inițiale din mașină și pierderile obținute prin micșorarea deschiderii creștăturilor.

| Tipul de pierdere                     | PMSM cu $A_s = 8$ mm | PMSM cu $A_s = 3$ mm |
|---------------------------------------|----------------------|----------------------|
| Pierderi [Cupru înfășurare / Indus]   | 146.2                | 146.2                |
| Pierderi [Dinți statorici]            | 392.4                | 420.6                |
| Pierderi [Punțile magnetice rotorice] | 104.9                | 62.5                 |

### 4. OPTIMIZAREA PRIN SEGMENTAREA MAGNEȚILOR PERMANENȚI

Conform literaturii de specialitate, cea mai directă metodă de reducere a pierderilor prin curenți turbionari disipate în magneții permanenți ( $P_{mag}$ ) constă în întreruperea geometrică a căilor de conducție ale acestora [5].

Deoarece materialul sintetic NdFeB prezintă o conductivitate electrică moderată, armonicile spațiale ale inducției magnetice din întrefier induc curenți Foucault ce se închid în bucle pe suprafața blocului de magnet.

Segmentarea magnetelor în două segmente, menținând deschiderea optimizată a creștăturilor ( $A_s = 3$  mm), reduce pierderile din magneti de la 182,3 W la 48,55 W, reprezentând o scădere de 73,37 %. Raportat la varianta inițială neoptimizată (210,1 W), reducerea totală a pierderilor din magneti atinge 76,89 %.

Celelalte componente de pierderi rămân constante (pierderile în cupru statoric 146,1 W, pierderile poli rotorici 64,31 W), confirmând acțiunea directă și selectivă a segmentării asupra magnetelor. Prin întreruperea buclelor de curenți Foucault și creșterea rezistenței electrice pe direcția transversală, din cadrul rotorului este eliminată o sarcină termică de peste 133,7 W.

Tab. 3. Pierderile inițiale din mașină și pierderile obținute prin segmentarea magnetelor permanenți.

| Tip de pierdere                       | PMSM cu magnet întreg | PMSM cu magnet segmentat |
|---------------------------------------|-----------------------|--------------------------|
| Pierderi [Cupru înfășurare / Indus]   | 146.2                 | 146.2                    |
| Pierderi [Dinți statorici]            | 420.6                 | 420.5                    |
| Pierderi [Punțile magnetice rotorice] | 62.5                  | 64.31                    |

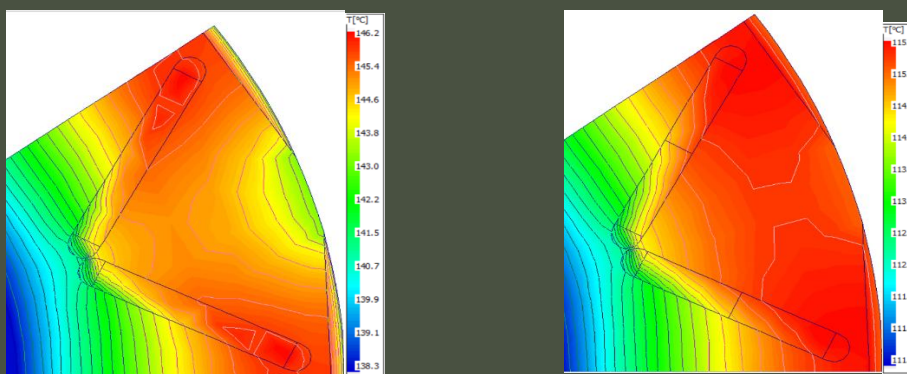


Fig. 5. Analiza comparativă a temperaturilor la nivelul rotorului obținute prin segmentarea magnetelor permanenți și prin micșorarea deschiderii creștăturilor.

## 5. CONCLUZII

Pe structura finală, optimizată, s-a efectuat o analiză a spectrului armonic al inducției magnetice radiale din întrefier. Din compararea modelului inițial cu cel optimizat (Fig. 6), se poate observa clar eficiența etapelor de optimizare aplicate. Se remarcă o reducere semnificativă a conținutului armonic parazit (în special atenuarea drastică a armonicilor de ordinul 2 și 4), concomitent cu o creștere a amplitudinii undei fundamentale (ordinul 1), fapt ce confirmă îmbunătățirea calității câmpului magnetic din întrefier și reducerea pierderilor rotorice.

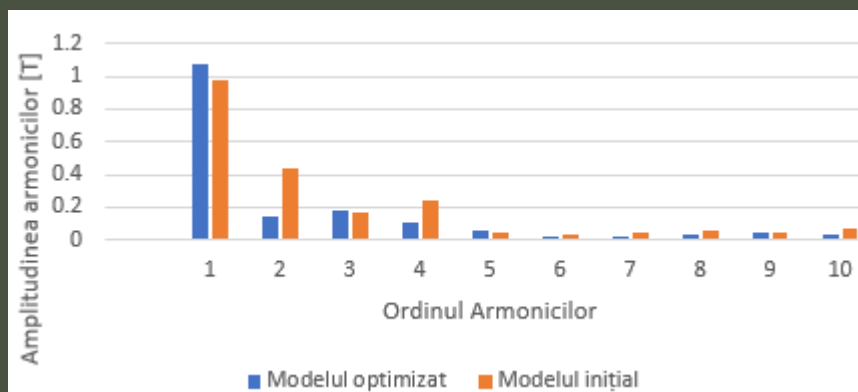


Fig. 6. Spectrul armonic al inducției magnetice din întrefier.

Prezența pierderilor la nivelul magneților permanenți reprezintă o problemă critică în exploatarea mașinilor sincrone, din cauza dificultății majore de evacuare a fluxului termic din rotor.

Răcirea acestei zone se realizează predominant prin conducție indirectă și convecție prin întrefier, proces lent care creează o rezistență termică ridicată între rotor și sistemul extern de răcire cu lichid al statorului. În consecință, aceste pierderi afectează direct condițiile severe de funcționare ale magneților NdFeB, care sunt extrem de sensibili la supraîncălzire.

Aplicarea strategiilor de optimizare s-a dovedit extrem de eficientă, reușind să diminueze cu aproximativ 77 % pierderile disipate în magneți (de la 210,1 W la 48,55 W). Prin eliminarea acestei surse majore de încălzire, regimul termic al mașinii s-a stabilizat în limite sigure, eliminând riscul de demagnetizare ireversibilă în regim continuu de funcționare.

## 6. BIBLIOGRAFIE

1. J. F. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*, 3rd ed., Boca Raton, FL: CRC Press, 2010.
2. A. M. El-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Winding Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 107–121, Jan. 2010.
3. Vacuumschmelze (VAC), "Sintered Neodymium-Iron-Boron Permanent Magnets: VACODYM 863 SH / N48SH Material Data Sheet", Technical Specification, 2020.
4. K. Atallah, D. Howe, and P. H. Mellor, "Calculation of eddy-current loss in permanent-magnet machines", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 4, pp. 1712–1716, July 2000.
5. L. Chu, G. Li, Z. Qian, and W. Yin, "Analysis of eddy current loss on permanent magnets in PMSM with fractional slot", School of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, Hefei, China.
6. Z. Q. Zhu and D. Howe, "Influence of slot opening on rotor loss in permanent magnet machines", *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 147, no. 3, pp. 200–208, May 2000.

## ECHIPAMENTE DE COMUTAȚIE CU ALTERNATIVE LA SF<sub>6</sub> – SOLUȚII TEHNICE ȘI APLICAȚII EXISTENTE

Autor: Plăvănescu Teodora  
Coordonator: Ș.I.dr.ing. Alin Dragomir

Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași  
Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată  
Departamentul de Energetică

**Rezumat.** Lucrarea analizează tranziția echipamentelor de comutație de medie tensiune de la hexafluorura de sulf (SF<sub>6</sub>) către soluții alternative cu impact climatic redus, în contextul Regulamentului (UE) 2024/573. Sunt prezentate, mai întâi, proprietățile fizico-chimice care au impus SF<sub>6</sub> ca mediu de izolație și de stingere a arcului electric timp de peste cinci decenii, precum și dezavantajul său major: un potențial de încălzire globală (GWP) de 23.500 și o durată de viață atmosferică de peste 3.200 de ani. Sunt apoi analizate principalele tehnologii alternative – întreruperea în vid, izolația în aer uscat, izolația solidă și amestecurile de gaze de tip fluoronitril și fluorocetonă (Novec 4710 și Novec 5110) – pe baza relațiilor de calcul ale GWP și a unei analize comparative a performanțelor dielectrice, de mediu, de mentenanță și de cost. Partea aplicativă prezintă soluțiile fără SF<sub>6</sub> disponibile pe piață la patru producători: ABB (GSec Air, UniSec Air), Schneider Electric (RM AirSeT, AirPacT), Siemens (blue Switch, 8DAB 24 blue GIS) și producătorul românesc Electroalfa (Alfa Blue ASNA RMU, Alfa Green Air Insulated). Echipamentele sunt comparate pe baza parametrilor nominali, a arhitecturii constructive și a avantajelor specifice fiecărui producător. Rezultatele arată că, în distribuția secundară de medie tensiune, combinația aer uscat – întrerupere în vid s-a impus ca soluție de referință, cu GWP nul și performanțe electrice echivalente celor ale echipamentelor cu SF<sub>6</sub>, în timp ce amestecurile Novec rămân relevante pentru aplicațiile de tensiune mai ridicată, unde compactitatea este esențială. Lucrarea oferă astfel un instrument de orientare pentru operatorii de distribuție și pentru proiectanții care trebuie să aleagă echipamente conforme cu noile cerințe europene.

### 1. Introducere

Echipamentele electrice de comutație reprezintă elemente esențiale ale rețelelor de distribuție a energiei electrice, deoarece asigură închiderea, deschiderea, separarea vizibilă și legarea la pământ a circuitelor, atât în regim normal de funcționare, cât și în regim de defect. Prin intermediul separatoarelor, al separatoarelor de sarcină și al întrerupătoarelor integrate în celulele de medie tensiune, operatorii de rețea pot realiza manevrele de exploatare, pot izola zonele defecte și pot asigura condiții de lucru în siguranță pentru personal. Calitatea acestor echipamente influențează direct continuitatea alimentării consumatorilor și fiabilitatea sistemului electroenergetic [1], [3].

Timp de mai bine de cinci decenii, hexafluorura de sulf (SF<sub>6</sub>) a ocupat o poziție dominantă în industria echipamentelor de comutație de medie și înaltă tensiune. Această dominanță a fost justificată de proprietățile fizico-chimice excepționale ale gazului, care l-au transformat în singura soluție capabilă să satisfacă simultan cerințele de izolație electrică, de stingere a arcului electric, de siguranță și de compactitate [1], [2].

Molecula de SF<sub>6</sub> este formată dintr-un atom central de sulf legat covalent de șase atomi de fluor, având o structură octaedrică simetrică. Energia de disociere a legăturilor S–F, de peste 1.096 kJ/mol, conferă gazului o stabilitate chimică remarcabilă, inclusiv în prezența câmpurilor electrice intense. Datorită capacității moleculei de a capta electronii liberi și de a forma ioni negativi, rigiditatea dielectrică a SF<sub>6</sub> este de aproximativ 2,5 ori mai mare decât cea a aerului la presiune atmosferică și ajunge de 8–10 ori mai mare la presiunile de 0,3–0,5 MPa utilizate în echipamentele

GIS (Gas Insulated Switchgear) [3]. În condiții normale de exploatare gazul este inert, neinflamabil, inodor și netoxic, iar în timpul arcului electric, la temperaturi de 15.000–20.000 K, descompunerea sa este în mare măsură reversibilă [1], [3].

În echipamentele de comutație, SF6 îndeplinește două funcții tehnice principale. Ca mediu izolant, el umple incintele metalice etanșate ale separatoarelor și întrerupătoarelor capsulate, permițând distanțe de izolare mult mai mici decât în aer; o stație GIS de înaltă tensiune ocupă doar 5–10 % din suprafața unei stații clasice cu izolație în aer. Ca mediu de stingere, gazul răcește rapid plasma arcului și captează electronii liberi, stingând arcu în mai puțin de zece milisecunde, ceea ce permite întreruperea unor curenți de scurtcircuit de 40–63 kA la tensiuni de până la 800 kV [3], [6]. În distribuția de medie tensiune, aceste proprietăți au condus la răspândirea celulelor compacte echipate cu separatoare de sarcină cu trei poziții în SF6, cu interblocaje mecanice și compartimente etanșe, care necesită o mentenanță redusă.

În ciuda acestor avantaje, SF6 este cel mai puternic gaz cu efect de seră identificat până în prezent. Potențialul său de încălzire globală (GWP) este de 23.500 de ori mai mare decât cel al dioxidului de carbon, iar durata de viață a moleculei în atmosferă depășește 3.200 de ani. În termeni practici, eliberarea unui singur kilogram de SF6 are un efect climatic echivalent cu emisia a circa 23,5 tone de CO2 [1], [2], [4]. Emisiile pot apărea pe întreg ciclul de viață al echipamentelor: pierderile la umplere pot atinge 1–2 % în absența unor proceduri stricte, scurgerile anuale din echipamentele vechi pot ajunge la 0,5–3 % din cantitatea de gaz, iar la dezafectare, în lipsa recuperării controlate, întreaga cantitate poate ajunge în atmosferă. La nivel global, parcul de echipamente existent conține aproximativ 160.000 de tone de SF6 [1], [2]. La impactul climatic se adaugă costurile operaționale de monitorizare a scurgerilor, de reumplere, de recuperare și de raportare, estimate la 2–5 % din valoarea echipamentului pe an [1], [2].

În acest context, Uniunea Europeană a adoptat Regulamentul (UE) 2024/573 privind gazele fluorurate cu efect de seră, care introduce interdicții graduale de punere pe piață a noilor echipamente de comutație care utilizează SF6, începând cu distribuția de medie tensiune [4]. Producătorii de echipamente sunt astfel obligați să propună soluții care să egaleze performanțele tehnice ale SF6, să fie competitive economic, să fie omologate conform standardelor IEC 62271 și să poată fi integrate ușor în practicile de exploatare existente ale operatorilor de distribuție [5].

Lucrarea de față își propune să analizeze tehnologiile de comutație care utilizează alternative la SF6 și să compare soluțiile comerciale existente oferite de producătorii reprezentativi de pe piață. Capitolul 2 prezintă principiile de funcționare ale întreruperii în vid, ale izolației în aer uscat și în materiale solide, precum și ale amestecurilor de gaze de tip fluoronitril și fluorocetonă, împreună cu relațiile de calcul ale potențialului de încălzire globală. Capitolul 3 analizează comparativ echipamentele fără SF6 dezvoltate de ABB, Schneider Electric, Siemens și Electroalfa și evidențiază avantajele specifice fiecărui producător, iar capitolul 4 sintetizează concluziile studiului.

## **2. Echipamente de comutație ce utilizează alternative la hexafluorura de sulf (SF6)**

Tranziția de la SF6 la soluții alternative se desfășoară simultan pe mai multe axe: tehnică, economică, legislativă și operațională. Un înlocuitor ideal ar trebui să prezinte o rigiditate dielectrică suficientă, inclusiv la temperaturi scăzute, o capacitate adecvată de stingere a arcului electric, o bună disipare termică, compatibilitate chimică cu materialele constructive, toxicitate nulă sau redusă, potențial nul de distrugere a stratului de ozon (ODP), impact climatic redus și disponibilitate comercială la costuri accesibile [5]. Nicio alternativă individuală nu satisface simultan toate aceste criterii la nivelul SF6, motiv pentru care industria a adoptat strategii diferite în funcție de nivelul de tensiune: în distribuția de medie tensiune s-a impus combinația dintre întreruperea în vid și izolația în aer uscat, iar în distribuția primară și la înaltă tensiune sunt utilizate gaze alternative de tip fluoronitril și fluorocetonă acolo unde compactitatea este necesară [2], [5]. Validarea acestor tehnologii presupune testele de tip impuse de standardele IEC 62271-1 și 62271-100/200, care garantează că echipamentele fără SF6 nu au performanțe inferioare celor pe care le înlocuiesc [5], [6].

### **2.1. Întreruperea în vid**

Înteruperea în vid (VCB – Vacuum Circuit Breaker) este considerată tehnologia standard pentru comutația de medie tensiune. Principiul de funcționare se bazează pe presiunea extrem de scăzută din flaconul de vid ( $10^{-3}$ – $10^{-6}$  mbar), la care densitatea particulelor ionizabile este atât de mică încât avalanșa electronică este foarte greu de inițiat. La separarea contactelor, arcul electric este format din vapori metalici proveniți din eroziunea suprafețelor de contact și se stinge la prima trecere a curentului alternativ prin zero, după care vidul își recâștigă rapid proprietățile electroizolante; întregul proces durează sub 10 ms [2], [5]. Tehnologia asigură o durată de viață ridicată și o mentenanță minimă, deoarece nu există un gaz care să necesite monitorizare sau reumplere, însă vidul nu poate asigura singur și funcția de izolație a echipamentului, fiind necesar un mediu izolant suplimentar, cum ar fi aerul uscat sau materialele solide. În figura 1 este prezentat modul în care această separare funcțională este aplicată într-un separator de sarcină modern: întrerupătorul în vid este plasat pe o cale de curent secundară, paralelă cu contactul principal izolat în aer, și preia doar sarcina stingerii arcului electric [11].

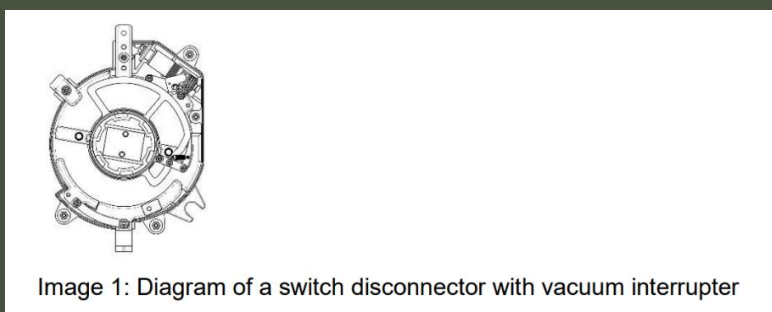


Image 1: Diagram of a switch disconnecter with vacuum interrupter

Fig. 1. Schema unui separator de sarcină fără SF6 cu întrerupător în vid (Siemens blue switch) [11]

## 2.2. Izolația în aer uscat și izolația solidă

Izolația în aer uscat este cea mai naturală alternativă la SF6. Aerul, format din aproximativ 78 % azot, 21 % oxigen și 1 % argon, are GWP = 0 și ODP = 0 și este o resursă inepuizabilă. Aerul filtrat și dezumidificat este utilizat la presiune atmosferică sau ușor crescută (până la 0,15 MPa); rigiditatea sa dielectrică, de circa 3 kV/mm, este însă mai mică decât cea a SF6 (7–8 kV/mm la aceeași presiune), ceea ce impune distanțe de izolare și dimensiuni mai mari ale echipamentelor [2], [5]. Avantajul major este eliminarea completă a riscurilor asociate manipulării gazelor cu efect de seră, astfel încât combinația aer uscat – vid a devenit soluția de referință pentru echipamentele fără SF6 la tensiuni de până la 36 kV.

Izolația solidă elimină complet mediul gazos prin încapsularea părților active în rășini epoxidice, poliuretani sau materiale compozite cu fibră de sticlă, cu rigiditate dielectrică de 20–30 kV/mm. Ea oferă compactitate, rezistență mecanică și insensibilitate la mediul exterior, dar disiparea căldurii este mai dificilă, iar reciclarea materialelor termorigide la sfârșitul ciclului de viață este complexă, motiv pentru care rămâne o soluție de nișă [2], [5].

## 2.3. Gaze alternative de tip fluoronitril și fluorocetonă

Gazele de tip fluoronitril (C4-FN, Novec 4710) și fluorocetonă (C5-FK, Novec 5110), dezvoltate de compania 3M împreună cu producători de echipamente electrice, combină proprietăți dielectrice comparabile cu cele ale SF6 cu un impact climatic mult redus. Indicatorul utilizat pentru compararea acestui impact este potențialul de încălzire globală, definit de IPCC ca forța radiativă integrată produsă de eliberarea a 1 kg de compus, raportată la cea produsă de 1 kg de CO2, pe un orizont de timp ITH (uzual 100 de ani) [15], [16]:

$$GWP_i = \frac{\int_0^{ITH} R_i \cdot C_{i0} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) dt}{\int_0^{ITH} R_{CO2} \cdot C_{CO2}(t) dt} \quad (1)$$

unde R este forța radiativă pe unitatea de masă a compusului, C este concentrația atmosferică,  $\tau$  este durata de viață atmosferică, t este timpul, iar indicele i desemnează compusul de interes. Relația (1)

arată că, pentru compuși cu absorbție IR similară, durata de viață atmosferică este parametrul determinant: SF6, cu  $\tau \approx 3.200$  de ani, are  $GWP = 23.500$ , în timp ce Novec 4710 ( $\tau \approx 30$  de ani) are  $GWP \approx 2.100$ , iar Novec 5110, care se descompune prin fotoliză în circa 15 zile, are un GWP subunitar [5], [15].

Deoarece au puncte de fierbere mai ridicate decât SF6, gazele Novec nu se utilizează pure, ci în amestec cu CO2 sau aer uscat, în concentrații de 4–10 %, ceea ce permite funcționarea până la  $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$  fără condensare. GWP-ul amestecului se calculează ponderând valorile componentelor cu fracțiile lor masice [15]:

$$GWP_{\text{amestec}} = \sum_i x_i \cdot GWP_i \quad (2)$$

unde  $x_i$  este fracția masică, iar  $GWP_i$  este potențialul de încălzire globală al componente  $i$ . Pe baza GWP se poate estima emisia echivalentă de CO2 asociată pierderii unei mase de gaz izolant:

$$m_{\text{CO}_2, \text{ech}} = m_{\text{gaz}} \cdot GWP \quad (3)$$

Aplicând relația (3), pierderea a 1 kg de SF6 corespunde unei emisii de circa 23,5 t CO2 echivalent [1], [4], în timp ce aceeași masă de amestec cu Novec produce o emisie de câteva sute de ori mai mică. Figura 2 arată că rigiditatea dielectrică mai redusă a unui amestec diluat poate fi compensată prin creșterea presiunii totale a gazului, strategie adoptată frecvent de producătorii de echipamente izolate în gaz [15].

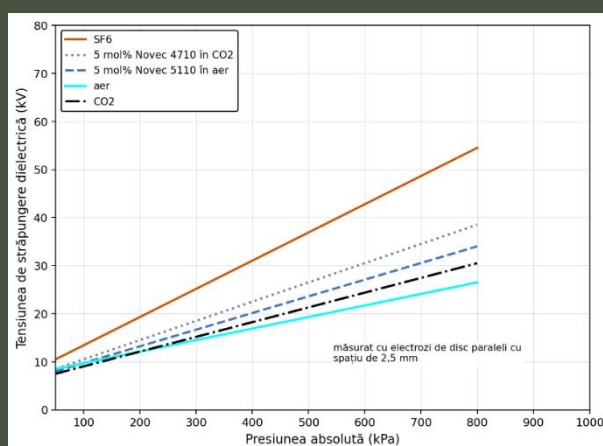


Fig. 2. Tensiunea de rupere dielectrică a amestecurilor de gaze Novec comparativ cu SF6 pur [15]

Valorile GWP raportate pentru Novec 4710 diferă între studii (1.490–3.646), însă se încadrează în incertitudinea de  $\pm 35\%$  acceptată de IPCC; valoarea medie a celor trei studii de referință este  $GWP \approx 2.260$ , la o durată de viață de circa 31 de ani (figura 3) [15]. Chiar și la limita superioară a intervalului, impactul climatic rămâne de aproximativ un ordin de mărime sub cel al SF6.

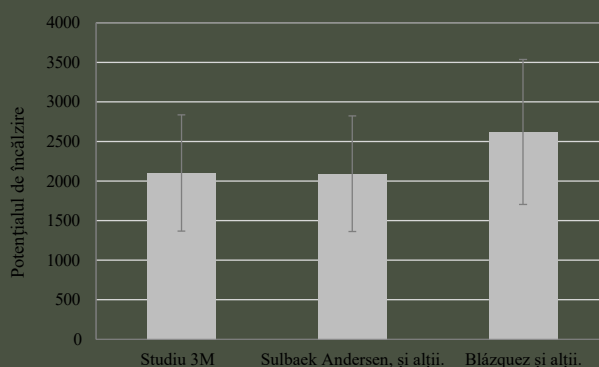


Fig. 3. Valorile GWP pentru gazul Novec 4710, cu incertitudinea invocată de IPCC [15]

## 2.4. Analiză comparativă a tehnologiilor

Comparând tehnologiile prezentate, rezultă că nicio alternativă nu egalează SF6 pe toate criteriile. Combinația vid + aer uscat are GWP nul, mentenanță simplă, materiale integral reciclabile și cel mai redus cost total, cu prețul unor dimensiuni mai mari, fiind aplicabilă până la 36 kV. Izolația solidă are, de asemenea, impact climatic nul, dar este limitată de dificultățile de reciclare a rășinilor termorigide. Amestecurile Novec păstrează compactitatea echipamentelor izolate în gaz și pot fi utilizate până la 145 kV în GIS și 420 kV în GIL, reducând impactul climatic cu 99,1–99,9 % față de SF6, însă implică presiuni de 6–6,5 bar, monitorizarea amestecului, costuri mai ridicate și o temperatură minimă de operare de –30 °C, față de –40 °C pentru celelalte soluții [5], [15]. Tranziția de la SF6 nu presupune, așadar, o soluție universală, ci o selecție adaptată fiecărei aplicații în funcție de nivelul de tensiune, spațiul disponibil, temperatura de operare și cerințele de mediu.

### 3. Aplicații și soluții existente privind comutația cu alternative la SF6

Tranziția de la SF6 este deja vizibilă pe piața echipamentelor electrice: marii producători au lansat game complete de produse fără SF6 pentru distribuția de medie tensiune. Toate soluțiile analizate în continuare se bazează pe aceeași combinație tehnologică – aer ca mediu de izolație și întrerupere în vid pentru stingerea arcului electric – ceea ce asigură  $GWP = 0$  și conformitate cu Regulamentul (UE) 2024/573 [4]. Ceea ce diferențiază producătorii nu este principiul de bază, ci arhitectura constructivă, soluțiile de integrare și segmentele de piață vizate. Au fost selectați trei producători internaționali, ABB, Schneider Electric și Siemens, precum și producătorul românesc Electroalfa.

#### 3.1. ABB – celula de medie tensiune UniSec Air

Portofoliul ABB fără SF6 este construit în jurul a două produse complementare: separatorul de sarcină GSec Air și celula UniSec Air în care acesta este integrat (figura 4). GSec Air este un separator cu trei poziții (închis, deschis, legat la pământ) în care izolația se realizează în aer, iar curentul este transferat la manevră către un flacon de vid dedicat, unde se stinge arcul; mediul izolant nu este astfel supus solicitărilor termice ale arcului și nu apar produse de descompunere periculoase [7]. Celula UniSec Air este disponibilă la 12, 17,5 și 24 kV, cu curenți nominali de 630 A, extensibili la 1.250 A, și curenți de scurtă durată de 16–20 kA/3 s [8].



Fig. 4. Celula de medie tensiune UniSec Air (ABB) [8]

Imaginea evidențiază construcția compartimentată, cu mecanismul de acționare și schema sinoptică pe panoul frontal, identică ca mod de operare cu celulele clasice. Avantajele specifice ABB sunt designul compact și modular, care permite integrarea în instalațiile existente fără modificări majore, și orientarea către economia circulară: 85 % din masa unui modul standard este reciclabilă, iar echipamentul este certificat IEC 62271-200 și ISO 14001 [7], [8].

#### 3.2. Schneider Electric – gama RM AirSeT și AirPacT

Schneider Electric a abordat eliminarea SF6 prin celula de tip Ring Main Unit RM AirSeT

(figura 5) și separatorul de sarcină AirPacT. RM AirSeT este prezentată ca un „GIS fără SF6”, cu arhitectură modulară care permite combinarea în același tablou a până la patru funcții: separator de sarcină, întrerupător în vid, racord direct de cablu sau combinație separator–siguranță fuzibilă [9]. AirPacT utilizează tehnologia Shunt Vacuum Interruption (SVI): contactele se separă în aer, iar curentul este întrerupt în vid pe o ramură paralelă; aparatul acoperă tensiuni de 7,2–24 kV, curenți de 400/630 A și un curent de vârf de 62,5 kA [10].



Fig. 5. Celula RM AirSeT (Schneider Electric) [9]

Figura 5 arată dispunerea modulară a unităților funcționale, cu dimensiuni standardizate, care pot fi adăugate pe măsura extinderii rețelei. Avantajele Schneider Electric sunt flexibilitatea configurațiilor, funcția compactă switch-fuse realizată integral fără SF6 pentru protecția transformatoarelor MT/JT, mânerul cu funcție anti-reflex, absența produșilor toxici de descompunere, certificarea Green Premium și o durată de viață estimată de circa 40 de ani [9], [10].

### 3.3. Siemens – tehnologia Clean Air și celulele 8DAB 24 blue GIS

Siemens a dezvoltat soluțiile fără SF6 în cadrul portofoliului „blue”, folosind ca mediu izolant „Clean Air” – aer purificat, fără componente fluorurate – asociat cu întreruperea în vid [11], [12]. Separatorul de sarcină blue Switch (figura 1) are trei poziții, ON, OFF și GROUNDED, iar la deschidere curentul este transferat pe calea paralelă cu întrerupătorul în vid, astfel încât contactul principal ajunge în poziția OFF fără curent, ceea ce reduce uzura și crește durabilitatea [11]. Gama 8DAB 24 blue GIS extinde tehnologia la distribuția primară: celulele au tensiune nominală de până la 24 kV, curenți nominali ai barelor de până la 2.500 A și curenți de scurtcircuit de până la 40 kA [12].



Fig. 6. Celulele 8DAB 24 blue GIS (Siemens), în variantă cu sistem simplu și dublu de bare [12]

Figura 6 prezintă variantele cu sistem simplu de bare (SBB) și dublu de bare (DBB), cu compartimentele metalice etanșe din aliaj de aluminiu ce conțin barele colectoare, întrerupătorul în vid și separatorul cu trei poziții, precum și releul de protecție integrat pe panoul frontal. Avantajele

Siemens constau în acoperirea distribuției primare cu performanțe identice variantelor clasice 8DA/8DB cu SF6, conexiunile de cablu de tip plug-in, interblocajele mecanice și aplicabilitatea în rețele publice, industrie, stații de transformare și tracțiune electrică [12].

### 3.4. Electroalfa – gama Alfa Blue ASNA RMU

Electroalfa Internațional este o companie românească cu capital integral autohton, cu peste 34 de ani de experiență, peste 1.000 de angajați, patru unități de producție și un centru propriu de cercetare-dezvoltare [13]. Celula Alfa Blue ASNA RMU (figura 7) utilizează aerul ambiant la presiune atmosferică drept unic mediu izolant; designul etanș cu presiune echilibrată elimină monitorizarea și reumplerea gazului. Celula este dimensionată pentru 24 kV, 630 A sau 1.250 A și 20 kA timp de 4 s, cu anduranță electrică E2, anduranță mecanică M2 (10.000 de cicluri) și clasificare de arc intern IAC AFLR 20 kA/1 s [13].



Fig. 7. Celula Alfa Blue ASNA RMU (Electroalfa) [13]

În figura 7 se observă schema sinoptică de pe panoul frontal și, prin fereastra laterală, zona barelor și a separatorului cu trei poziții (închis, deschis, legat la pământ), asociat capsulei cu vid pentru comutație. Avantajele Electroalfa sunt păstrarea aceluiași secvențe de operare ca la separatoarele în SF6, ceea ce nu impune schimbarea practicilor personalului, lipsa componentelor presurizate, costurile reduse de întreținere, integrarea în rețele digitale SCADA/IoT și o durată de viață de până la 40 de ani. Prin gama complementară Alfa Green Air Insulated, ale cărei celule pot extinde tablourile existente echipate cu SF6, producătorul facilitează o tranziție graduală, fără înlocuirea completă a instalațiilor [13], [14].

### 3.5. Analiză comparativă a soluțiilor producătorilor

Interpretarea comparativă a figurilor 4–7 arată că toate cele patru soluții păstrează arhitectura și ergonomia celulelor clasice – panou frontal cu schemă sinoptică, mecanisme de acționare accesibile și interblocaje – astfel încât personalul de exploatare nu trebuie să își modifice practicile. Diferențele apar la nivelul segmentului vizat și al parametrilor nominali, sintetizați în tabelul 1.

Tabel 1. Parametrii principali ai echipamentelor fără SF6 analizate

| Parametru         | ABB UniSec Air / GSec Air | Schneider Electric RM AirSeT / AirPacT | Siemens 8DAB 24 blue GIS | Electroalfa Alfa Blue ASNA RMU |
|-------------------|---------------------------|----------------------------------------|--------------------------|--------------------------------|
| Segment           | Distribuție secundară     | Distribuție secundară (RMU)            | Distribuție primară      | Distribuție secundară (RMU)    |
| Tensiune nominală | 12; 17,5; 24 kV           | 7,2–24 kV                              | până la 24 kV            | 24 kV                          |
| Curent nominal    | 630 A (până la 1.250 A)   | 400/630 A; 1.250 A separator           | bare până la 2.500 A     | 630 A / 1.250 A                |
| Curent de scurtă  | 16–20 kA / 3 s            | 25 kA / 1 s; 20 kA /                   | până la 40 kA            | 20 kA / 4 s                    |

| Parametru              | ABB UniSec Air / GSec Air        | Schneider Electric RM AirSeT / AirPacT | Siemens 8DAB 24 blue GIS               | Electroalfa Alfa Blue ASNA RMU               |
|------------------------|----------------------------------|----------------------------------------|----------------------------------------|----------------------------------------------|
| durată                 |                                  | 3 s                                    |                                        |                                              |
| Principiu de comutație | Aer + flacon de vid dedicat      | Aer + vid pe ramură paralelă (SVI)     | Clean Air + întrerupător în vid        | Aer la presiune atmosferică + capsulă cu vid |
| Element distinctiv     | 85 % masă reciclabilă; ISO 14001 | Modularitate (4 funcții); switch-fuse  | Sistem simplu/dublu de bare; tracțiune | E2/M2; IAC AFLR 20 kA; SCADA/IoT             |

Comparația evidențiază că ABB și Electroalfa oferă soluții compacte pentru distribuția secundară, cu accent pe ușurința integrării în instalațiile existente; Schneider Electric se distinge prin cea mai mare flexibilitate de configurare și prin cei mai ridicați curenți de scurtă durată în segmentul secundar (25 kA/1 s, 62,5 kA vârf), iar Siemens este singurul dintre producătorii analizați care acoperă distribuția primară, cu curenți nominali de până la 2.500 A și de scurtcircuit de până la 40 kA [8]–[13]. Din punct de vedere al mediului, toate soluțiile au GWP nul și elimină costurile de monitorizare, reumplere și recuperare a gazului, estimate pentru SF6 la 2–5 % din valoarea echipamentului pe an [1], [2].

Avantajele specifice ale fiecărui producător pot fi sintetizate astfel:

- **ABB:** designul compact și modular, ușor de integrat în instalațiile existente, separarea strictă a funcțiilor de izolație și de stingere și orientarea către economia circulară (85 % din masă reciclabilă) [7], [8];
- **Schneider Electric:** arhitectura modulară a celulei RM AirSeT, funcția switch-fuse integral fără SF6, tehnologia SVI, mânerul anti-reflex și certificarea Green Premium [9], [10];
- **Siemens:** extinderea tehnologiei Clean Air la distribuția primară, cu performanțe electrice identice variantelor cu SF6, și separatorul blue Switch cu întrerupător în vid pe cale paralelă, care reduce uzura contactelor principale [11], [12];
- **Electroalfa:** izolația în aer la presiune atmosferică, fără componente presurizate, păstrarea secvențelor de operare cunoscute, anduranța ridicată, compatibilitatea cu tablourile existente și avantajul unui producător local, cu suport tehnic și cercetare-dezvoltare în România [13], [14].

#### 4. Concluzii

Hexafluorura de sulf a asigurat timp de decenii echipamente de comutație compacte, fiabile și cu mentenanță redusă, însă potențialul său de încălzire globală de 23.500 și durata de viață atmosferică de peste 3.200 de ani fac din acesta cel mai puternic gaz cu efect de seră cunoscut. Aplicarea Regulamentului (UE) 2024/573 transformă înlocuirea SF6 dintr-o opțiune într-o obligație pentru producătorii și utilizatorii de echipamente de medie tensiune.

Analiza tehnologiilor alternative arată că nu există un înlocuitor universal. Combinația aer uscat – întrerupere în vid oferă impact climatic nul, mentenanță simplă și cost total redus și s-a impus ca soluție de referință până la 36 kV, în timp ce amestecurile de gaze Novec păstrează compactitatea echipamentelor izolate în gaz la tensiuni mai ridicate, cu reduceri ale impactului climatic de 99,1–99,9 % față de SF6. Relațiile de calcul ale GWP evidențiază că durata de viață atmosferică este parametrul care determină impactul climatic, iar emisia echivalentă de CO2 a unei pierderi de gaz este direct proporțională cu GWP-ul acestuia.

Studiul soluțiilor comerciale demonstrează că tranziția este deja o realitate industrială: ABB, Schneider Electric, Siemens și Electroalfa oferă celule și separatoare fără SF6 cu parametri nominali echivalenți celor ale echipamentelor clasice, de până la 24 kV, 2.500 A și 40 kA. Fiecare producător are un avantaj distinct – ABB prin modularitate și reciclabilitate, Schneider Electric prin flexibilitatea configurațiilor și funcția switch-fuse, Siemens prin acoperirea distribuției primare, iar Electroalfa prin simplitatea izolației în aer la presiune atmosferică și prin compatibilitatea cu

instalațiile existente.

Elementul de interes al lucrării îl constituie sinteza comparativă dintre principiile tehnologice și produsele disponibile pe piață, care poate sprijini operatorii de distribuție și proiectanții în alegerea echipamentelor conforme cu noile cerințe europene. Prezența unui producător românesc, Electroalfa, cu soluții competitive alături de marii producători internaționali, arată că industria națională poate participa activ la tranziția către echipamente de comutație fără gaze fluorurate.

## 5. Bibliografie

1. CE Delft. (2012). Abatement cost of SF6 emissions from medium voltage switchgear. Delft: CE Delft.
2. Ecofys & ETH Zürich. (2018). Concept for SF6-free transmission and distribution of electrical energy. Final report. Ecofys, A Navigant Company; ETH Zürich.
3. Hitachi Energy. (2022). Life Cycle Assessment of Different Concepts of SF6-free Gas Insulated Switchgear. Public report, Rev. A.
4. Regulamentul (UE) 2024/573 al Parlamentului European și al Consiliului din 7 februarie 2024 privind gazele fluorurate cu efect de seră, de modificare a Directivei (UE) 2019/1937 și de abrogare a Regulamentului (UE) nr. 517/2014. Jurnalul Oficial al Uniunii Europene.
5. T&D Europe. (2020). Technical report on alternative to SF6 gas in medium voltage and high voltage electrical equipment. 5th Technical Report. Brussels.
6. IEC 62271-1. High-voltage switchgear and controlgear – Part 1: Common specifications for alternating current switchgear and controlgear. Geneva: International Electrotechnical Commission.
7. ABB. (2025a). GSec Air: SF6-free three-position general purpose switch disconnecter. Distribution Solutions. ABB.
8. ABB. (2025b). UniSec Air: Air-insulated medium-voltage secondary distribution switchgear up to 24 kV, 1250 A, 25 kA. Distribution Solutions. ABB.
9. Schneider Electric. (2025a). RM AirSeT: SF6-free Secondary GIS IoT connected MV Switchgear. Pure Air and Digital. SeT Series.
10. Schneider Electric. (2025b). AirPacT: MV Indoor Switches, Disconnectors, and Earthing Switches up to 24 kV, 630 A. Pure Air Technology for a Greener Future. PacT Series. Catalog 2025.
11. Siemens AG. (2020). Innovative switch disconnecter key to sustainable power distribution on the secondary distribution level. Trade article. Erlangen, Germany.
12. Siemens. (2023). Medium-Voltage Switchgear Types 8DA10 and 8DB10 up to 40.5 kV and 8DAB 24 blue GIS up to 24 kV, Gas-Insulated. Catalog HA 35.11.
13. Electroalfa. (2026a). Alfa Blue ASNA RMU – celule cu izolație în aer la presiune atmosferică, 24 kV, 1250 A. Broșură tehnică. Electroalfa International.
14. Electroalfa. (2026b). Alfa Green Air Insulated – celule cu izolație în aer la presiune atmosferică, 24 kV, 630 A. Broșură tehnică. Electroalfa International.
15. Owens, J., Xiao, A., Bonk, J., DeLorme, M., & Zhang, A. (2021). Recent development of two alternative gases to SF6 for high voltage electrical power applications. *Energies*, 14(16), 5051.
16. IPCC. (2013). Climate Change 2013: The Physical Science Basis. Contribution of Working Group I to the Fifth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change. Cambridge: Cambridge University Press.

## DETERMINAREA CARACTERISTICILOR UNEI MAȘINI SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI UTILIZATE ÎN REGIM DE GENERATOR

Autori: Ing. Mihai-Darius Lazea  
Coordonator: Sl. Dr. Ing. Sorin Iulian Cosman

Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca  
Facultatea de Inginerie Electrică

**Rezumat.** Lucrarea prezintă proiectarea, implementarea și validarea unui stand experimental avansat, destinat caracterizării mașinilor sincrone cu magneți permanenți (PMSM) de tip *outrunner* în regim de generator. Pentru reproducerea precisă a condițiilor de funcționare și a variațiilor de sarcină, a fost dezvoltat un sistem de control al turației bazat pe microcontroler, capabil să emuleze diferite regimuri de operare. Acuratețea măsurărilor a fost asigurată prin realizarea unei infrastructuri dedicate de achiziție, bazată pe traductoare industriale izolate galvanic, integrate cu un sistem de colectare și prelucrare a datelor în mediul MATLAB/Simulink. Rezultatele experimentale au permis determinarea constantei de tensiune a generatorului și au evidențiat influența semnificativă a pierderilor mecanice ale standului asupra randamentului global, în special la turații reduse, în intervalul 100–500 rpm.

### 1. Introducere

În contextul global actual, marcat de necesitatea tranziției către surse de energie regenerabilă, eficientizarea consumului și recuperarea energiei disipate (*energy harvesting*) au devenit priorități absolute în ingineria electrică modernă [1]. O direcție de cercetare de interes major vizează captarea energiei mecanice irosite la viteze reduse de deplasare, cum ar fi mișcarea continuă a vehiculelor de micromobilitate sau a cărucioarelor în marile spații comerciale. Deși la nivel individual energia generată de un cărucior pare neglijabilă, prin efectul de multiplicare la scara unui întreg lanț de retail, ea capătă o pondere semnificativă.

Provocarea inginerescă majoră al acestor aplicații este evaluarea și eficientizarea generatoarelor electrice la turații foarte joase (100-200 rpm), regimuri în care pierderile mecanice și fenomenele tranzitorii influențează masiv randamentul [2]. Astfel, scopul principal al acestei lucrări este proiectarea, realizarea și validarea unei platforme mecatronice experimentale dedicate analizei caracteristicilor unui motor sincron cu magneți permanenți (PMSM) de tip *outrunner*, utilizat în regim de generator.

Pentru atingerea acestui scop, cercetarea a fost structurată pe următoarele obiective esențiale:

- **Proiectarea standului experimental**, în cadrul căruia generatorul PMSM este antrenat controlat de un motor de curent continuu (MCC);
- **Dezvoltarea unui lanț metrologic de înaltă precizie**, prin integrarea unor senzori industriali cu izolare galvanică (LEM LA 55-P și LV 25-P) și a unei plăci de achiziție National Instruments BNC-2120;
- **Procesarea semnalelor și validarea datelor** utilizând mediul MATLAB/Simulink și echipamente optice externe de referință;
- **Determinarea caracteristicilor externe** ale mașinii (dependența tensiune-turație, determinarea constantei  $k_e$ ) pentru identificarea limitărilor fizice ale conversiei electromecanice la turații pietonale.

În final, pe baza limitărilor identificate pe stand, lucrarea propune direcții clare de dezvoltare pentru implementarea practică, având ca obiectiv viitor integrarea unui multiplicator mecanic și a unui algoritm MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) pentru maximizarea puterii extrase.

## 2. ARHITECTURA PLATFORMEI DE TESTARE

Arhitectura standului experimental a fost concepută sub forma unui ansamblu modular, capabil să emuleze cu înaltă fidelitate condițiile dinamice variabile de sarcină și să asigure o achiziție de date de precizie ridicată, lipsită de perturbații. Platforma integrează trei blocuri funcționale majore: ansamblul electromecanic de antrenare, etajul de conversie a puterii și lanțul metrologic de achiziție.

### 2.1. Ansamblul electromecanic și controlul dinamic

Piesa centrală a platformei este un motor sincron cu magneți permanenți (PMSM) de tip *outrunner* (generatorul studiat), preluat din structura unei roți de hoverboard. Topologia cu rotor exterior și numărul mare de perechi de poli magnetici îl fac ideal pentru generarea de tensiune la turații joase [2]. Generatorul este antrenat de un motor de curent continuu (MCC) prin intermediul unui cuplaj mecanic cu transmisie pe curea, având un raport de multiplicare de 1:4 (Fig. 1).

Pentru a reproduce fidel regimurile tranzitorii (accelerări și decelerări bruște), controlul motorului de antrenare (MCC) se realizează printr-un Variator de Tensiune și Curent (VTC) proiectat hardware. Acesta este guvernat de un microcontroler Arduino Nano care citește semnalul analogic de la o pedală de accelerație și generează un semnal PWM proporțional, comandând un tranzistor MOSFET de putere. O diodă de tip *flyback* asigură protecția circuitului la curenții auto-induși în fazele de decelerare [4, 5].

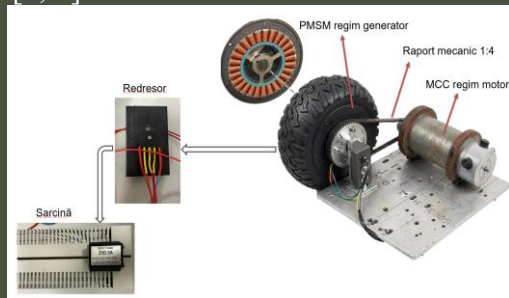


Fig.1. Ansamblul electromecanic al platformei de testare

### 2.2. Etajul de conversie a energiei

Sistemul trifazat echilibrat de tensiuni alternative indus la bornele statorice ale mașinii PMSM este direcționat către o punte redresoare necomandată. Pentru a putea trasa caracteristicile externe ale generatorului ( $U=f(I)$ ) cu o acuratețe matematică, izolând sistemul de variabilele electrochimice complexe pe care le-ar introduce o baterie reală de tip Li-Ion, s-a utilizat un sistem de descărcare controlată pe o sarcină rezistivă reglabilă ( $25\Omega$ ,  $5A$ ).

### 2.3. Sistemul metrologic și achiziția de date

Validarea metrologică a constituit un pilon central al arhitecturii. A fost construită o cutie de măsură dedicată, ale cărei detalii hardware sunt ilustrate în Fig. 4. Aceasta integrează traductoare industriale cu izolare galvanică: LEM LA 55-P (Fig. 3) pentru curenții de fază și LEM LV 25-P (Fig. 2) pentru tensiuni [6]. Pentru optimizarea rezoluției la nivelul convertorului analog-digital, circuitele secundare ale senzorilor au fost calibrate riguros cu rezistențe de măsură de  $200\Omega$ .

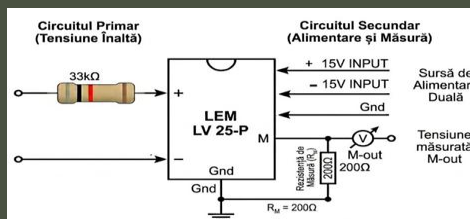


Fig.2. Schema de conexiune a senzorilor de tensiune

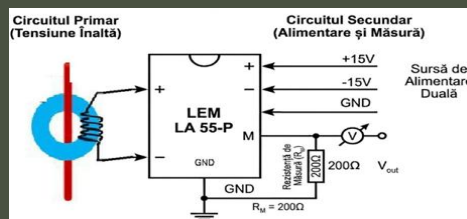


Fig.3. Schema de conexiune a senzorilor de curent

Semnalele analogice de putere, alături de trenurile de impulsuri digitale generate de cei trei senzori Hall interni ai motorului PMSM, converg către o placă de achiziție profesională National Instruments BNC-2120 [7]. Această interfață hardware comunică bidirecțional cu mediul de dezvoltare MATLAB Simulink [3]. În Simulink, a fost dezvoltat un algoritm care utilizează filtre digitale pentru netezirea semnalelor, permițând vizualizarea în timp real a formelor de undă și calculul instantaneu al turației, puterilor tranzitate și al randamentului global (Fig. 5). Interconectarea tuturor acestor blocuri funcționale (conversie și achiziție) este detaliată în schema electrică generală a sistemului, prezentată în Fig. 6.



Fig.4. Arhitectura sistemului de măsură și interfațarea hardware

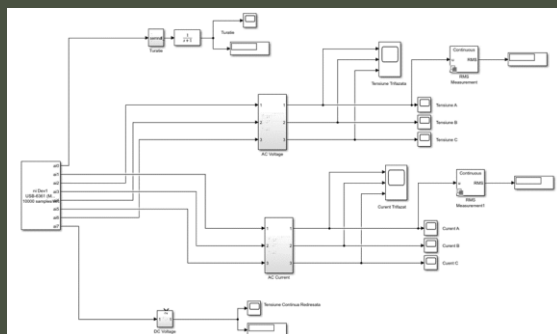


Fig.5. Interfața de achiziție și procesare a datelor dezvoltată în MATLAB Simulink

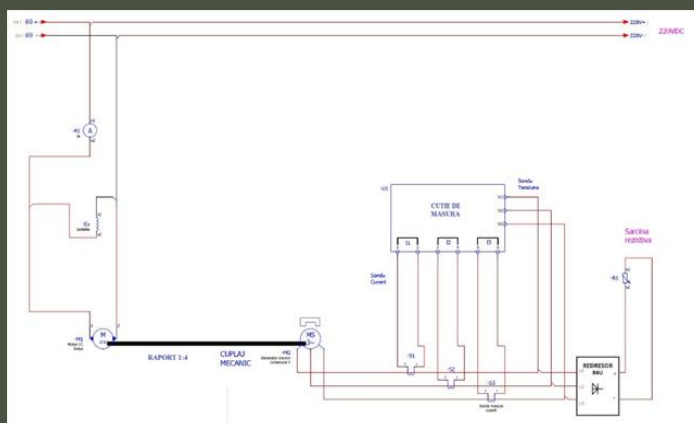


Fig.6. Schema electrică generală a sistemului de conversie și achiziție a datelor

### 3. Rezultate experimentale și discuții

Pentru validarea platformei și extragerea caracteristicilor mașinii PMSM, datele preluate de placa de achiziție [7] au fost procesate în timp real în mediul MATLAB/Simulink [3]. Pentru a atesta acuratețea lanțului de măsurare, frecvența impulsurilor digitale citite de la senzorii Hall a fost comparată cu măsurătorile unui turometru optic, iar valorile eficace ale tensiunilor calculate de algoritmul software au fost validate prin măsurători cu un multimetru digital de precizie, marja de eroare obținută fiind neglijabilă.

#### 3.1. Funcționarea în gol și determinarea constantei de tensiune

În regimul de mers în gol, formele de undă ale tensiunilor electromotoare (t.e.m.) induse pe

cele trei faze s-au dovedit a fi perfect echilibrate, având un defazaj de 120 de grade electrice. Acest comportament demonstrează o distribuție simetrică a câmpului magnetic în întregul sistem.



Fig.7. Sistem trifazat echilibrat de tensiuni

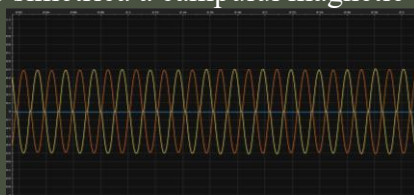


Fig.8. Sistem trifazat echilibrat de curenți

Plecând de la valorile măsurate, s-a calculat constanta de tensiune a mașinii ( $k_e$ ). Astfel, pentru o turație de 455 rpm, tensiunea de vârf măsurată a fost de 18 V, rezultând o tensiune RMS de 12.7 V. Constanta de tensiune a fost determinată utilizând relația teoretică fundamentală a mașinilor sincrone [2]:

$$k_e = \frac{E}{\Omega} = \frac{E * 60}{2 * \pi * n} = 0,26 \left[ V * \frac{s}{rad} \right] \quad (1)$$

Valoarea de 0.26 [V\*s/rad] este un parametru intrinsec esențial, permițând anticiparea tensiunii generate de mașină la orice altă turație.

### 3.2. Funcționarea în sarcină și analiza randamentului global

La cuplarea sarcinii rezistive, caracteristica externă  $U = f(I)$  a fost ridicată pentru diverse trepte de turație (200, 300, 400 și 500 rpm). Datele obținute au indicat o cădere de tensiune liniară și de pantă mică odată cu creșterea curentului absorbit, confirmând faptul că generatorul posedă o caracteristică externă rigidă, extrem de stabilă [4].

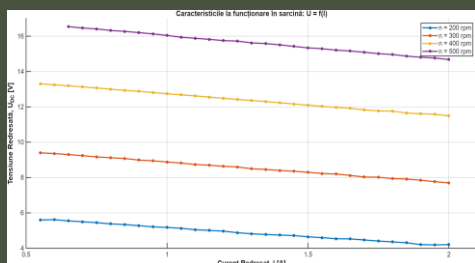


Fig.9. Caracteristicile externe  $U = f(I)$  ale generatorului PMSM

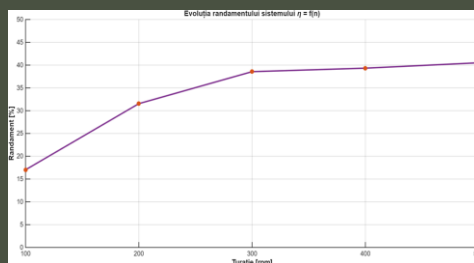


Fig.10. Evoluția randamentului global al sistemului în funcție de turație

Pentru evaluarea energetică a sistemului, s-au calculat puterea de intrare (puterea consumată de motorul de antrenare), puterea utilă extrasă la bornele sarcinii și randamentul global al întregului lanț electromecanic. Rezultatele sunt sintetizate în Tabelul 1.

Analiza randamentului relevă un aspect critic al arhitecturii de conversie. La turații superioare (500 rpm), sistemul este capabil să atingă un randament global de peste 40%. În schimb, la turații joase, specifice vitezei pietonale (100 - 200 rpm), randamentul se situează între 17.03% și 31.55%.

Tabelul 1. Evoluția parametrilor energetici și a randamentului în funcție de turație

| Turație (rpm) | U MCC (V) | I MCC (A) | Pin (W) | U PMSM (V) | I PMSM (A) | Pout (W) | η (%) |
|---------------|-----------|-----------|---------|------------|------------|----------|-------|
| 100           | 13        | 0.7       | 9.1     | 1.55       | 1          | 1.55     | 17.03 |
| 200           | 24        | 1.08      | 25.92   | 3.95       | 2.07       | 8.18     | 31.55 |
| 300           | 36        | 1.14      | 41.04   | 7.61       | 2.08       | 15.83    | 38.57 |
| 400           | 48        | 1.23      | 59.04   | 11.22      | 2.07       | 23.23    | 39.34 |
| 500           | 58.4      | 1.28      | 74.75   | 14.7       | 2.06       | 30.28    | 40.51 |

Trebuie subliniat faptul că eficiența scăzută înregistrată la turații mici reflectă ineficiența cumulată a întregului ansamblu de testare, și nu o limitare intrinsecă a generatorului PMSM. La puteri generate foarte mici (de exemplu, 1.55 W la 100 rpm), ponderea pierderilor mecanice (frecările din lagăre, cuplajul curelei de transmisie a standului) și a pierderilor electrice (căderile de tensiune directă pe diodele punții redresoare) devine dominantă, mascând randamentul real, net superior, al mașinii sincrone izolate [4].

### 3.3. Evaluarea capacității de stocare și aplicabilitatea practică

Un obiectiv fundamental al oricărui sistem de tip *energy harvesting* este capacitatea de a acumula energia produsă și de a o transfera eficient către consumatorii utili. Pentru a evalua viabilitatea practică a conceptului, parametrii de putere obținuți pe standul experimental au fost corelați cu profilul sistemului de stocare proiectat. Acesta este reprezentat de un pachet de acumulatori compus din patru celule Li-Ion conectate în paralel, asigurând o tensiune nominală de 3.7 V și o capacitate de 12 Ah, ceea ce se traduce printr-o energie totală de stocare de 44.4 Wh.

Analiza datelor experimentale relevă faptul că, la o turație de 200 rpm, considerată limita superioară realistă pentru un cărucior de cumpărături aflat în mișcare, generatorul debitează o putere utilă de 8.18 W. Într-un regim de încărcare ideal, timpul teoretic necesar pentru a înmagazina complet cei 44.4 Wh se calculează ca raport între energia totală și puterea injectată, rezultând un timp de aproximativ 5.4 ore de rulare continuă (Tabelul 2).

Tabelul 2. Corelația dintre turație, puterea generată și timpul teoretic de încărcare

| n [rpm] | P [W] | t [h] |
|---------|-------|-------|
| 100     | 1.55  | 28.6  |
| 200     | 8.18  | 5.4   |

Deși valorile estimate în Tabelul 2 sunt calculate în condiții ideale, fără a lua în considerare pierderile asociate convertorului de încărcare, sistemului de management al bateriei (BMS) și variațiilor de viteză specifice exploatarei reale, acestea oferă o imagine relevantă asupra potențialului energetic al soluției propuse. Astfel, energia recuperată în timpul utilizării normale a căruciorului poate fi utilizată pentru alimentarea unor consumatori de putere redusă, precum module de comunicație wireless, sisteme de localizare, senzori de monitorizare sau afișaje electronice. Din această perspectivă, obiectivul principal al sistemului nu este încărcarea rapidă a acumulatorilor, ci generarea continuă a unei surse auxiliare de energie capabile să reducă necesarul de alimentare externă și să contribuie la creșterea autonomiei energetice a echipamentului.

## 4. Concluzii

Lucrarea demonstrează viabilitatea utilizării unei platforme mecatronice avansate pentru studiul mașinilor sincrone cu magneti permanenți (PMSM) la turații reduse. Arhitectura standului experimental, validată printr-un lanț metrologic bazat pe traductoare izolate galvanic (LEM) [6] și o placă de achiziție National Instruments [7], a permis o evaluare de înaltă precizie a parametrilor electrici și cinematici, monitorizați în timp real în mediul MATLAB/Simulink.

Rezultatele experimentale au evidențiat un aspect important privind recuperarea energiei la viteze specifice mobilității pietonale. Operarea unui generator PMSM în configurație direct drive (cuplare directă 1:1), la turații cuprinse între 100 și 200 rpm, conduce la un randament global redus, de maximum 31,55%. Analiza efectuată arată că această limitare nu este generată de performanțele intrinseci ale motorului de tip outrunner, ci de influența semnificativă a pierderilor mecanice prin frecare din transmisia standului și a căderilor de tensiune introduse de etajul de redresare, în condițiile unor niveluri reduse de putere generată (de exemplu, 8,18 W la 200 rpm) [4].

În contextul aplicației analizate, energia recuperată poate contribui la alimentarea sarcinilor auxiliare și la reducerea necesarului energetic extern, demonstrând potențialul integrării unor soluții

de *energy harvesting* în echipamente mobile utilizate frecvent în mediul urban.

Pentru optimizarea sistemului în aplicații practice de recuperare a energiei (ex. cărucioare de cumpărături inteligente), se impune introducerea unui multiplicator mecanic de turație, capabil să deplaseze punctul de funcționare al mașinii în zona sa de eficiență maximă (peste 500-600 rpm). De asemenea, modelul dezvoltat în MATLAB/Simulink poate constitui ca o bază solidă pentru implementarea ulterioară a unor algoritmi avansați de control și optimizare energetică, precum MPPT (Maximum Power Point Tracking) [3]. Totodată, metodologia experimentală validată în cadrul acestei cercetări poate fi extinsă către evaluarea sistemelor de frânare regenerativă (KERS) destinate vehiculelor de micromobilitate, cum sunt trotinetele și bicicletele electrice [1], unde turațiile de funcționare mai ridicate favorizează obținerea unor randamente superioare de conversie energetică.

## 5. Bibliografie

1. Wang, Y., et al., "Energy Recovery Systems in Light Electric Vehicles: A Comprehensive Review", *IEEE Access*, Vol. 9, 2021.
2. Boldea, I., Tutelea, L. N., *Electric Machines: Steady State, Transients, and Design with MATLAB*, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2010.
3. MathWorks, *MATLAB and Simulink User's Guide*, The MathWorks Inc., Natick, MA, USA, 2023.
4. Hughes, A., Drury, B., *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*, 5th Edition, Newnes, Elsevier, 2019.
5. Arduino Reference, *Analog Write() and PWM (Pulse Width Modulation) documentation*, Arduino Official Documentation, 2026.
6. LEM International SA, *Current Transducer LA 55-P and Voltage Transducer LV 25-P Datasheets*, Geneva, Switzerland.
7. National Instruments, *BNC-2120 Connector Block Installation Guide and Specifications*, National Instruments Corporation, Austin, TX, USA

## PROIECTAREA OPTIMĂ A UNUI SISTEM DE MĂSURARE NEINVAZIVĂ A GLICEMIEI BAZAT PE SPECTROSCOPIE ÎN INFRAROȘU

Autor: ing. Vlad-Gabriel Mihai  
Coordonator: S.I. dr. ing. Anca Iulia Nicu

Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca  
Facultatea de Inginerie Electrică  
Departamentul de Electrotehnică și Măsurări

**Rezumat.** Lucrarea de față prezintă etapele aferente proiectării unui sistem de detecție optică destinat măsurării neinvazive a glicemiei utilizând spectroscopia în domeniul infraroșu apropiat (NIR, 700 – 2000 nm). Sunt descrise și validate toate componentele lanțului de achiziție a semnalului optic, precum și performanțele anumitor etaje ale sistemului. Validarea clinică a rezultatelor sistemului propus este realizată prin indicatori statistici relevanți și prin analiza Grilei de Erori Clarke.

### 1. Introducere

Diabetul zaharat (*Diabetes Mellitus*) reprezintă o afecțiune caracterizată prin hiperglicemie cronică, datorată scăderii secreției de insulină de către pancreas sau tulburării acțiunii acesteia [1]. Federația Internațională de Diabet a estimat în anul 2021 un număr de 537 milioane de cazuri de adulți cu diabet la nivel global iar, în absența unor acțiuni coordonate pentru limitarea creșterii prevalenței diabetului, specialiștii apreciază o creștere de până la 783 milioane de cazuri până în anul 2045 [2]. În România, diabetul zaharat este mult subdiagnosticat, Societatea Română de Diabet, Nutriție și Boli Metabolice estimând faptul că 11,6% din populația adultă suferă de această afecțiune [2]. Cu toate acestea, datele oficiale ale Casei Naționale de Asigurări de Sănătate (CNAS) arată că doar aproximativ 1,3 milioane de persoane cu diabet se află sub tratament în cadrul Programului Național de Diabet Zaharat.

Gestionarea eficientă a acestei afecțiuni se bazează pe controlul strict al variațiilor glicemice pentru a preveni complicațiile atât la nivel microvascular (retinopatii, insuficiență renală, disfuncție nervoasă periferică), precum și la nivel macrovascular (boli de inimă sau accident vascular cerebral). Asociația Americană de Diabet (ADA) a stabilit următoarele criterii pentru diagnosticarea diabetului zaharat [3]:

- Nivelul hemoglobinei glicate,  $HbA1c \geq 6,5\%$  (48 mmol/ml);
- Glicemia à jeun (dimineața, pe stomacul gol)  $\geq 126$  mg/dl (7 mmol/l);
- Glicemia la 2 ore (în cadrul TTGO)  $\geq 200$  mg/dl (11,1 mmol/l);
- Glicemia ocazională (la pacienți cu simptome caracteristice de hiperglicemie sau criză hiperglicemică)  $\geq 200$  mg/dL (11,1 mmol/l).

În prezent, monitorizarea glicemiei se realizează prin utilizarea glucometrelor clasice, electrochimice, care necesită prelevarea unei probe de sânge capilar prin înțeparea degetului pacientului. Pe termen lung, aceste înțepături pot provoca microleziuni ale tegumentului, pierderea sensibilității tactile și pot crește riscul de infecție locală. Metodele minim invazive vizează măsurarea nivelului de glucoză din lichidul interstițial, lacrimi sau transpirație, însă au dezavantajul latenței în măsurare și a riscului de iritare a pielii. În consecință, dezvoltarea unei alternative optice, complet neinvazive, care să îndeplinească criteriile riguroase ale standardelor internaționale este necesară [4].

### 2. Principii de spectroscopie

Spectroscopia, în toate formele sale, se bazează pe proprietatea substanțelor de a absorbi

selectiv radiația electromagnetică și este o metodă de laborator utilizată pentru identificarea și determinarea cantitativă și calitativă a acestora. Spectrele de absorbție sunt obținute atunci când se trece un fascicul continuu de radiații prin substanța care urmează să fie analizată, care poate absorbi o parte din energia acestuia. Energia radiației electromagnetice este direct proporțională cu frecvența și invers proporțională cu lungimea de undă. Astfel, cu cât este mai mare frecvența, cu atât este mai mare energia radiației. Trecând printr-o probă un fascicul luminos cu diferite lungimi de undă, se constată că, la anumite valori, radiația electromagnetică este absorbită, efectul fiind trecerea moleculei într-un nivel de energie superior. Absorbția radiațiilor electromagnetice de o anumită lungime de undă depinde de caracteristicile structurale ale moleculei și oferă o indicație a prezenței sale. Cantitatea de energie absorbită variază în funcție de structura și numărul de molecule sau atomi ai substanței cu care interacționează fasciculul de radiații [5].

Spectroscopia în infraroșu apropiat (Near-Infrared Spectroscopy, NIRS) operează în domeniul spectral al lungimilor de undă cuprinse între 700 și 2000 nm. Măsurătorile spectroscopice cantitative în soluții omogene se bazează pe legea de absorbție Beer-Lambert (ec. (1)), care descrie proporționalitatea dintre cantitatea de lumină absorbită de proba investigată și concentrația respectivei soluții [5]:

$$A = \varepsilon \cdot c \cdot l = \lg \frac{I_0}{I} \quad (1)$$

În soluții pure, această lege permite corelația dintre intensitatea luminii transmise prin proba supusă investigării ( $I_0/I$ ) și concentrația de glucoză ( $c$ ) și poate sta la baza calibrării echipamentelor. Cu toate acestea, în țesuturile biologice, această lege nu poate fi aplicată perfect din cauza caracterului eterogen și al efectului de împrăștiere a luminii (*scattering*) [6].

Degetul uman reprezintă un mediu de împrăștiere eterogen complex, compus din apă, hemoglobină, lipide, melanină, mușchi și oase. Apa cuprinde peste 90% din fluidele tisulare și prezintă un vârf masiv de absorbție în jurul valorii de 1400 nm. Melanina prezintă o absorbție ridicată în regiunea ultravioletă, descompunându-se progresiv pe măsură ce lungimea de undă crește peste 400 nm. Hemoglobina (oxigenată și deoxigenată) domină absorbția sub 600–700 nm [6]. Fig. 1. prezintă spectrul de absorbție al acestor cromofori principali în țesutul uman.

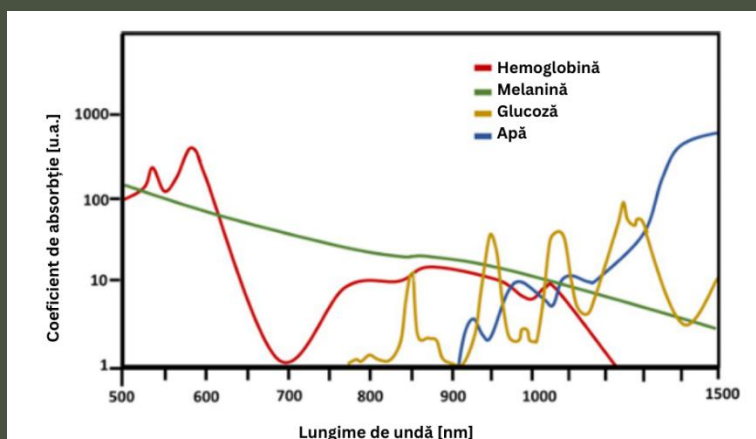


Fig. 1. Spectrele de absorbție ale principalelor componente din piele și sânge [7]

Structura moleculară a glucozei prezintă benzi de absorbție specifice în spectrul NIR datorită vibrațiilor conturate și combinate ale legăturilor sale C-H și O-H. Sunt identificate trei ferestre optice specifice: prima bandă armonică (1200 – 1800 nm, cu un vârf la 1570 nm), banda combinată (2000 – 2500 nm) și a doua bandă armonică (900 – 1200 nm). Sistemul propus supune investigației vârful la 940 nm deoarece oferă o adâncime maximă de penetrare prin țesuturile biologice, o atenuare minimă din partea apei și a hemoglobinei și permite utilizarea unor fotodetectoare pe bază de siliciu, cu costuri reduse și de înaltă performanță [8].

### 3. Arhitectura hardware și software a sistemului

Sistemul proiectat urmărește arhitectura unui glucometru clasic [9], cu adaptările ulterioare aferente modificării modului de achiziție a semnalului. În Fig. 2. este prezentată schema electrică a sistemului propus, cu principalele etaje funcționale.

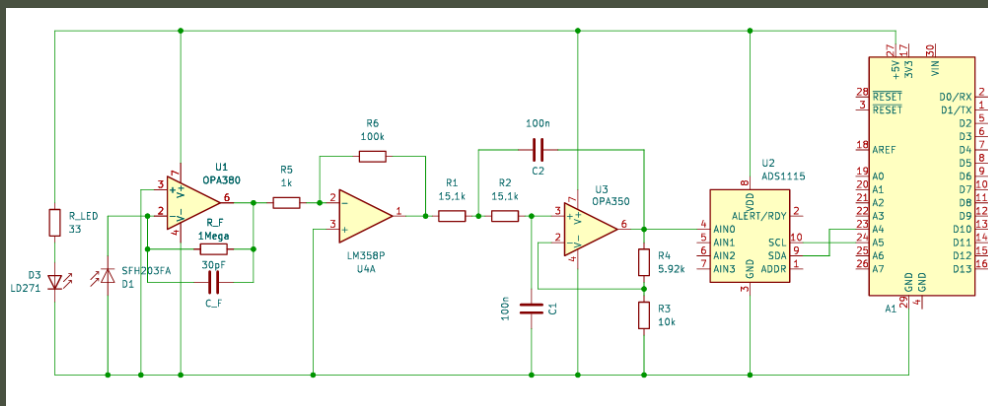


Fig. 2. Schema electrică a dispozitivului

**Unitatea optică** constă dintr-un LED infraroșu ( $\lambda = 940$  nm) ca sursă de lumină. Fotodetectorul este o fotodiodă PIN de siliciu, polarizată invers pentru a se asigura proporționalitatea dintre fluxul luminos incident și fotocurentul rezultat. Cele două elemente ale unității optice au fost poziționate în modul transmisiv (pe ambele părți ale degetului), încapsulate într-o incintă din plastic. Aceasta contribuie la evitarea zgomotului de măsurare prin blocarea luminii ambientale și asigură stabilizarea degetului subiectului în timpul achiziționării semnalului, având o geometrie ergonomică [10].

Datorită nivelului redus al fotocurentului (de ordinul nanoamperilor sau microamperilor), este necesară utilizarea unui amplificator specializat pentru conversia acestuia într-o tensiune măsurabilă. În acest scop, a fost utilizat circuitul integrat OPA380 în configurație de **amplificator de transimpedanță** pentru a realiza conversia curent-tensiune. Prin utilizarea unei rezistențe de feedback de valoare  $R_F = 1$  MΩ s-a obținut un raport de transformare de 1 V/μA, iar condensatorul de feedback  $C_F = 150$  pF conectat în paralel cu rezistența previne zgomotul de înaltă frecvență, formând un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot C_F} \cong 1 \text{ kHz} \quad (2)$$

Această etapă inițială elimină zgomotul electronic de înaltă frecvență, păstrând în același timp componenta fiziologică de joasă frecvență.

Pentru a restricționa lățimea de bandă a semnalului biologic util și pentru a preveni fenomenul de aliasing, a fost implementat și un **filtru trece-jos Sallen-Key** de ordinul al doilea cu răspuns **Butterworth** (Fig. 3). Topologia Butterworth este selectată pentru caracteristica sa de amplitudine maximă plată în banda de trecere, asigurând astfel o formă de undă nedistorsionată [11].

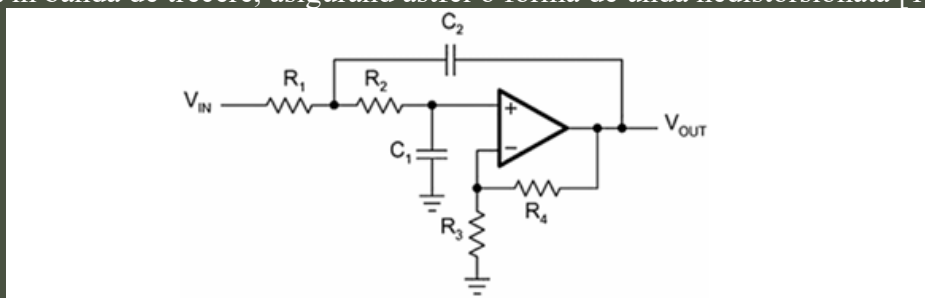


Fig. 3. Filtru activ Sallen-Key de ordin 2, în configurație trece-jos

Pentru simplitate de calcul, au fost aleși următorii parametrii pentru filtru:  $R_1 = R_2 = 220$  kΩ și  $C_1 = C_2 = 0,1$  μF, obținându-se astfel o frecvență de tăiere de 7,23 Hz.

La modul general, funcția de transfer a unui filtru activ de ordin doi poate fi scrisă ca:

$$H(s) = \frac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2} \quad (3)$$

Răspunsului de tip Butterworth îi este asociat un factor de calitate  $Q = 1/\sqrt{2} = 0,707$ . Câștigul filtrului,  $K$ , este dictat de relația  $Q = 1/(3 - K)$ , de unde rezultă un câștig ideal  $K = 1,586$ . Câștigul este setat și de rezistențele de feedback, prin raportul  $K = 1 + R_4/R_3$ . Prin utilizarea unor componente cu toleranțe reale,  $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$  și  $R_4 = 5,92 \text{ k}\Omega$ , se obține un factor de calitate real  $Q_{real} = 0,71$ . Eroarea  $\Delta Q = +0,42\%$  nu influențează frecvența de tăiere a filtrului, amplitudinea în bandă sau lățimea benzii de tranziție, fiind complet acceptabilă.

Înlocuind pulsația naturală  $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_c = 45,45 \text{ rad/s}$  în ec. (3), funcția de transfer devine:

$$H(s) = \frac{3289}{s^2 + 64,28 \cdot s + 2066} \quad (4)$$

Aceasta descrie relația dintre semnalul de ieșire și cel de intrare în domeniul frecvență. În cazul filtrului trece-jos de ordinul al doilea cu răspuns Butterworth, funcția de transfer evidențiază caracteristica maxim plată în banda de trecere, atenuarea de  $-3 \text{ dB}$  la frecvența de tăiere și panta de  $-40 \text{ dB/decadă}$  în banda de oprire, permițând o analiză riguroasă a performanțelor filtrului. De asemenea, comportamentul filtrului a fost analizat și cu ajutorul programelor MATLAB și LTspice, comparând răspunsul teoretic cu cel practic. Prin analiza funcției de transfer și generarea diagramelor Bode (Fig. 4.), s-a putut observa atât frecvența de tăiere, cât și panta de atenuare în banda de oprire, confirmând caracteristica Butterworth cu răspuns maxim plat în banda de trecere și atenuarea progresivă a componentelor de frecvență înaltă.

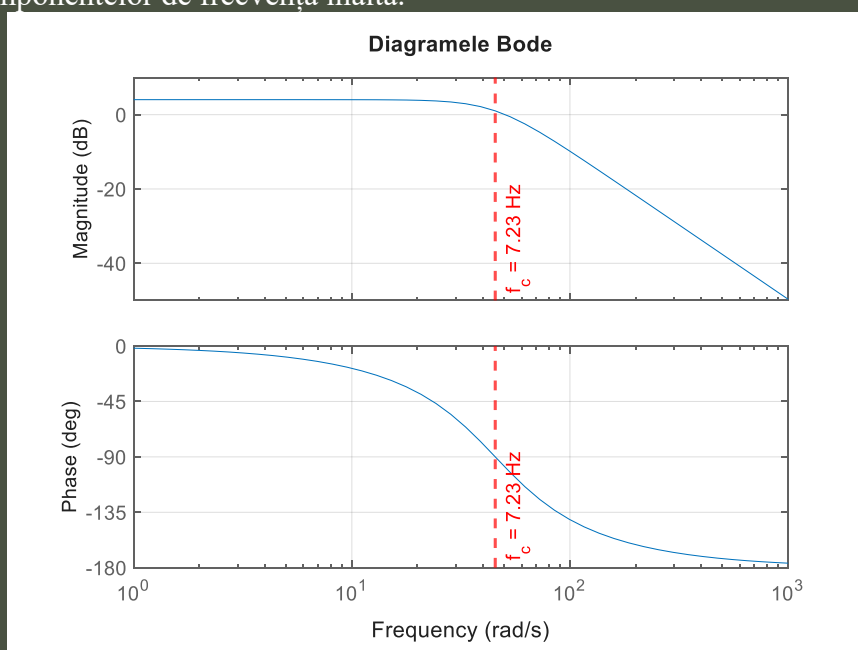


Fig. 4. Diagramele Bode ale filtrului pentru amplitudine și fază

Tot cu ajutorul MATLAB am calculat și valorile celor 2 poli complecși conjugați:  $s_{1,2} = -32,14 \pm 32,14j$ . Modulul acestora,  $|s| = \omega_0 = 45,45 \text{ rad/s}$  corespunde frecvenței de tăiere de  $7,23 \text{ Hz}$ , iar poziționarea lor în semiplanul stâng (parte reală negativă) al planului complex confirmă stabilitatea sistemului (Fig. 5.).

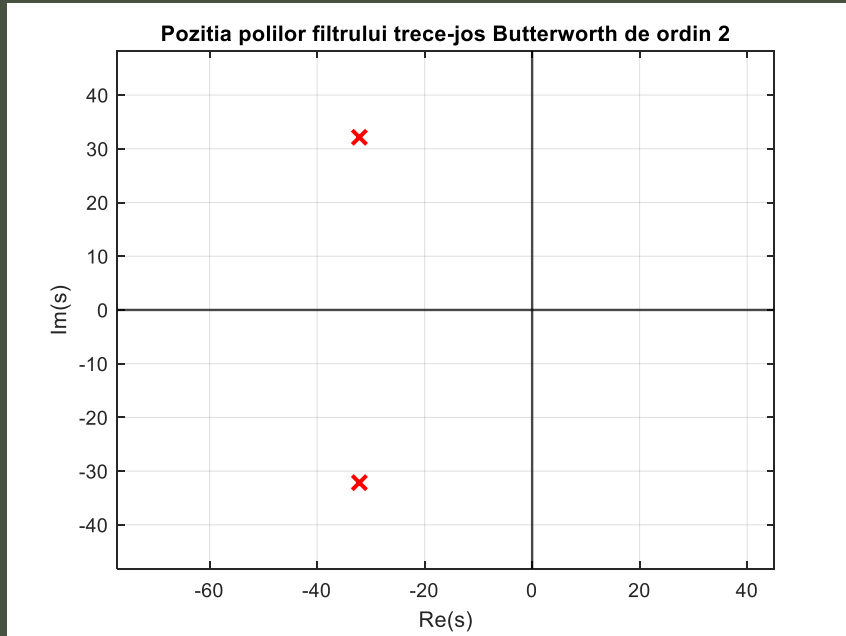


Fig. 5. Poziționarea celor 2 poli ai filtrului în planul complex

Simularea în LTspice a permis observarea directă a efectului de filtrare asupra semnalului de intrare, evidențiind atenuarea componentelor nedorite și forma semnalului la ieșire (Fig. 6.). Rezultatele obținute demonstrează eficiența filtrului în limitarea zgomotului și păstrarea formei semnalului util.

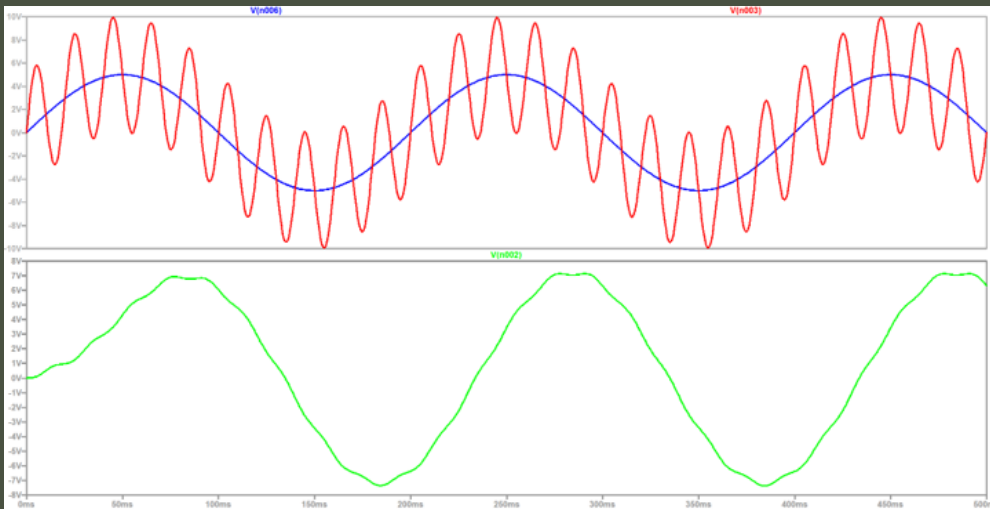


Fig. 6. Răspunsul filtrului în domeniul timp. Cu albastru este reprezentat semnalul de interes (5 Hz), cu roșu este semnalul contaminat cu zgomot de 50 Hz, iar cu verde este reprezentat semnalul filtrat

Semnalul analogic de tensiune astfel condiționat este trimis către un convertor extern analog-digital (ADC) delta-sigma, model ADS1115. Acesta este mai potrivit pentru astfel de aplicații decât aproximarea succesivă a convertorului intern, pe 10 biți, a microcontrolerului ATmega328p, oferind o rezoluție de 16 biți, PGA integrat și asigură transmiterea datelor către Arduino Nano prin protocolul I<sup>2</sup>C la o rată de eșantionare de până la 860 SPS.

Pentru a elimina oscilațiile fizice reziduale, precum componenta AC a pulsului arterial și drifturile lente am implementat un filtru cu răspuns finit la impuls (FIR) de tip **medie mobilă**. Ieșirea discretă în timp a filtrului este definită de ec. (5):

$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[n-k] \quad (5)$$

unde  $x[n]$  reprezintă valoarea tensiunii de intrare, iar  $N$  este lungimea ferestrei filtrului. Pentru această

aplicație am ales un număr  $N = 100$  eșantioane, ceea ce a determinat îmbunătățirea raportului semnal-zgomot (*signal-to-noise ratio*, SNR) de 10 ori. Frecvența de eșantionare a fost stabilită la 2 Hz, rezultând o fereastră temporală de mediere de 50 secunde, aceasta asigurând atenuarea eficientă a variațiilor rapide ale semnalului optic cauzate de artefacte de mișcare, zgomot electronic și variații ale pulsului cardiac (Fig. 7.). Pentru eliminarea tranzițului de pornire specific filtrelor FIR, buffer-ul circular a fost inițializat cu prima valoare reală achiziționată de la convertorul analog-digital, reducând timpul de stabilizare de la valoarea teoretică de 50 de secunde la doar câteva secunde după poziționarea degetului pe senzor. Durata totală estimată per măsurătoare, incluzând timpul de stabilizare mecanică a degetului pe senzor (recomandat minimum 30 de secunde) și timpul de convergență al filtrului, este de aproximativ 1,5 minute, valoare acceptabilă în contextul monitorizării glicemiei, un parametru fiziologic cu dinamică lentă.

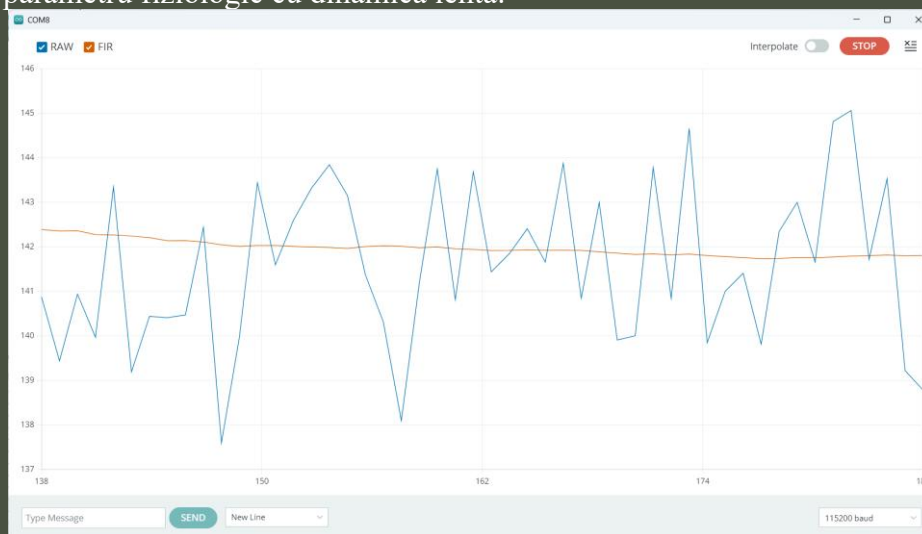


Fig. 7. Vizualizarea în Arduino Serial Plotter a datelor măsurate. Cu albastru (RAW) sunt reprezentate datele brute, iar cu portocaliu (FIR) datele filtrate

#### 4. Calibrarea sistemului si validarea rezultatelor

Metodologia de calibrare propusă în această lucrare este reprezentată de predicția valorilor glicemice continue în funcție de tensiunea rezultată din conversia semnalului optic din fotodetector și măsurată de microcontroler, folosind regresia liniară. Regresia liniară este un algoritm fundamental de învățare, care descrie dependența liniară dintre două variabile (intrare și ieșire, predictor și predicție) [12]. Ecuația care descrie dependența liniară este ec. (6):

$$Y = a \cdot X + b \quad (6)$$

unde  $Y$  este variabila prezisă, dependent (în cazul de față glicemia),  $X$  reprezintă setul de date de antrenare, independente (tensiunea măsurată), iar  $a$  și  $b$  sunt coeficienți matematici care descriu panta drepte, respectiv intersecția cu axa  $Y$ . Astfel, în această etapă, valorile tensiunii indicate de echipamentul dezvoltat au fost corelate cu valorile de referință glicemice („standardul de aur”). În acest scop, au fost efectuate 25 de măsurători pe un singur subiect, în vârstă de 22 de ani, bărbat, fără diagnostic de diabet. Subiectul a oferit consimțământ scris în cunoștință de cauză înainte de participare. Toate măsurătorile au fost efectuate neinvaziv, în timp ce valorile de referință ale glicemiei au fost obținute utilizând glucometrul convențional model SD CodeFree™. Măsurătorile au fost efectuate într-un mediu necontrolat, în momente diferite ale zilei, pe un interval de 4 săptămâni. Rezultatele au fost vizualizate printr-un grafic (Fig. 8.) care suprapune datele experimentale și dreapta de regresie, permițând evaluarea vizuală a calității ajustării modelului.

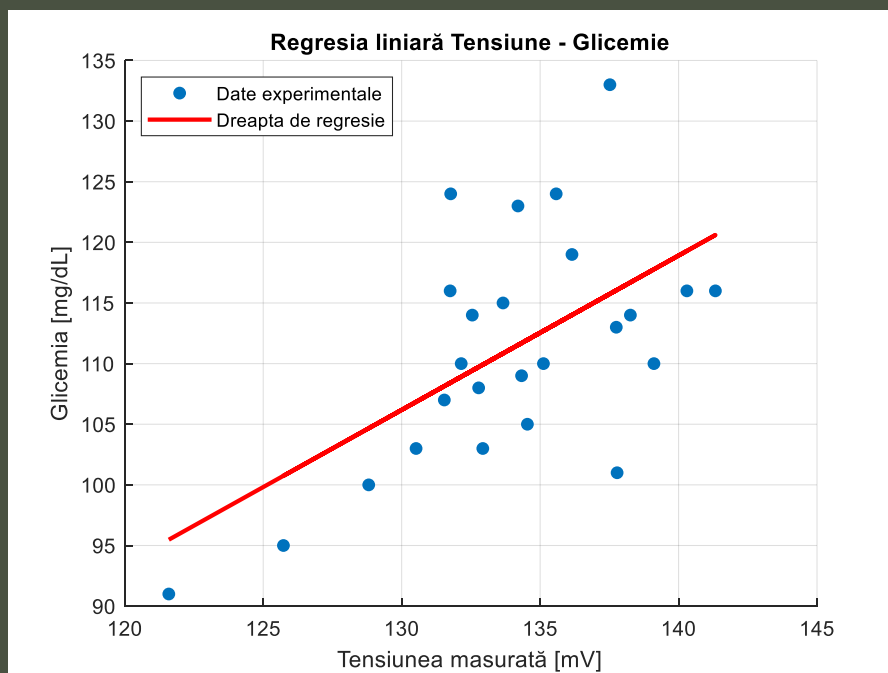


Fig. 8. Reprezentarea grafică a datelor aferente etapei de calibrare

Cei doi parametri pot fi descriși statistic folosind indicatori specifici, cum ar fi media și deviația standard. Astfel, valorile glicemiei măsurate au avut o medie de  $111,16 \pm 9,61$  mg/dL, iar tensiunea măsurată prezintă o valoare medie de  $133,91 \pm 4,44$  mV. Pentru modelarea regresiei liniare de gradul 1 între valorile tensiunii și valorile de referință ale glucozei a fost utilizat mediul MATLAB. Modelul obținut este descris de ecuația (7):

$$Y = 1,273 \cdot X - 59,286 \quad (7)$$

care a fost utilizată pentru calibrarea dispozitivului.

Precizia modelului de regresie a fost evaluată prin calcularea coeficientului de corelație Pearson ( $R = 0,588$ ) și a coeficientului de determinare ( $R^2 = 0,346$ ). Panta de regresie pozitivă confirmă faptul că valorile mai mari ale tensiunii corespund nivelurilor mai ridicate ale glicemiei, indicând fezabilitatea preliminară. Cu toate acestea, coeficientul de dispersie ridicat ( $\sigma^2 = 57,92$ ) este atribuit setului de date limitat și zgomotului rezidual.

În urma implementării ecuației regresiei liniare pe microcontroler, un alt set de 15 măsurători a fost efectuat pe același subiect. Analiza statistică a acestor rezultate demonstrează o precizie puternică, generând o eroare medie absolută (MAE) de 6,541 mg/dL și o eroare procentuală absolută medie (MAPE) de 6,053%, aceste valori satisfăcând limitele impuse de standardul ISO 15197:2013 [13]. Cu toate acestea, corelația slabă ( $R = 0,394$ ) relevă o limitare critică: deoarece validarea a fost limitată la un interval glicemic îngust, aceste erori absolute scăzute sunt puternic influențate de fenomenul de „regresie spre medie”.

Performanța clinică a sistemului dezvoltat a fost realizată prin utilizarea Grilei de Erori Clarke. În urma analizei efectuate asupra setului de date de validare a prototipului, toate măsurătorile au fost distribuite de-a lungul zonei A a grilei Clarke, niciuna dintre ele ajungând în zonele B, C, D sau E, generând astfel rezultate 100% acceptabile clinic (Fig. 9.). Aceste rezultate confirmă clasificarea prototipului în criteriile de acceptabilitate clinică impuse de literatura de specialitate, procentul de măsurători în zonele A și B fiind mai mare decât pragul recomandat de 95% [14], [15].

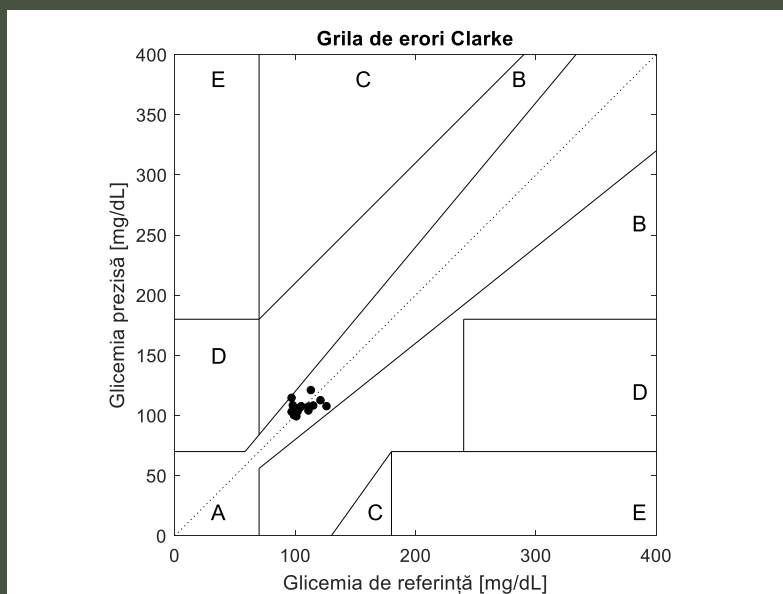


Fig. 9. Analiza rezultatelor cu ajutorul Grilei de Erori Clarke

## 5. Concluzii

Această lucrare a avut ca scop proiectarea, implementarea și validarea experimentală a unui prototip conceput pentru măsurarea neinvazivă a concentrației de glucoză din sânge. Întregul ansamblu electronic a fost dezvoltat folosind spectroscopia de absorbție în infraroșu apropiat (NIR) ca bază teoretică, axată pe armonica de ordinul al doilea a glucozei în jurul lungimii de undă de 940 nm. Integrarea hardware a amplificatorului de transimpedanță OPA380 și a filtrului Sallen-Key au asigurat condiționarea stabilă a semnalului, eliminând zgomotul de 50 Hz. Filtrul medie mobilă a îmbunătățit raportul semnal-zgomot de 10 ori și a eliminat tranziții prin inițializare dinamică.

Trecerea către un dispozitiv medical complet funcțional necesită extinderea bazei de date clinice pe o cohortă largă de pacienți cu diabet zaharat de tip I și II pentru a acoperi valorile glicemice extreme, compensarea activă a interferențelor biologice prin adăugarea unor senzori de temperatură și separarea semnalului DC (glucoză) de componenta AC (puls cardiac) și implementarea modelelor de Machine Learning (rețele neuronale sau Support Vector Machine) pentru a compensa non-linearitățile induse de împrăștierea luminii în țesuturi. Sistemele NIRS de ultimă generație care utilizează algoritmi de Machine Learning raportează erori medii absolute variind între 5 și 15 mg/dL. Deși faza de validare experimentală prezintă o corelație slabă datorită intervalului glicemic îngust, abordarea propusă atinge un MAE extrem de competitiv de 6,541 mg/dL și o clasificare 100% Zone A pe Grila de Eroare Clarke, utilizând un model de regresie liniară ușor computațional. Limitarea principală a acestei abordări, în comparație cu soluțiile bazate pe Machine Learning, este incapacitatea regresiei liniare simple de a compensa pe deplin împrăștierea luminii neliniare indusă de variațiile fiziologice. În timp ce dispozitivul propus este foarte rentabil și precis din punct de vedere clinic în banda normoglicemică, trecerea la modele predictive neliniare și încorporarea fuziunii datelor multisenzoriale sunt esențiale pentru a echivala robustețea modelelor avansate din literatura de specialitate în extremitățile glicemice mai largi.

## 6. BIBLIOGRAFIE

1. B. Timar ș.a., „Tratat de diabet, nutriție și boli metabolice”, Editura „Victor Babeș”, Timișoara, 2026, ISBN 978-606-786-533-2.
2. Societatea Română de Diabet, Nutriție și Boli Metabolice, „Comunicat de presă de Ziua Mondială a Diabetului 2024”, <https://societate-diabet.ro/2024/11/14/comunicat-de-presa-ziua-mondiala-a-diabetului-2024/> (Accesat: octombrie 2025).
3. American Diabetes Association. „2. Classification and Diagnosis of Diabetes: Standards of Medical Care in Diabetes-2020. Diabetes Care”. 2020; 43 (Suppl 1): S14-S31. doi:10.2337/dc20 S002.
4. H. Zafar, A. Channa, V. Jeoti, G. M. Stojanović, „Comprehensive Review on Wearable Sweat-Glucose Sensors for Continuous Glucose Monitoring”, *Sensors*, vol. 22, nr. 2, p. 638, 2022, doi: 10.3390/s22020638.
5. <https://ro.scribd.com/document/147557940/Metode-Optice-de-Analiza> (Accesat: februarie 2026).

6. Marcos-Vidal, A., Vaquero, J.J., Ripoll, J., „Optical Properties of Tissues in the Near Infrared: Their Relevance for Optical Bioimaging”. In: Benayas, A., Hemmer, E., Hong, G., Jaque, D. (eds) Near Infrared-Emitting Nanoparticles for Biomedical Applications. Springer, 2020, Cham, doi: 10.1007/978-3-030-32036-2\_1.
7. L. A. Castro-Pimentel, A. del C. Téllez-Anguiano, O. I. Coronado-Reyes, J. L. Díaz-Huerta, „Three-wavelength PPG and support vector machine for non-invasive estimation of blood glucose”, Optical and Quantum Electronics, 2023, Volume 55, doi: 10.1007/s11082-023-04927-1.
8. A. A. Yaacob, N. Abdul Malik, A. H. M. Zahirul Alam and S. Nur Atikah Salim, „Continuous Non-Invasive Blood Glucose Level Measurement using Near-Infrared LEDs”, 2021, 8th International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE), Kuala Lumpur, Malaysia, 2021, pp. 32-37, doi: 10.1109/ICCCE50029.2021.9467165.
9. A. G. Webb, „Principles of Biomedical Instrumentation”, CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 2018.
10. S. R. M, R. B. Hegde, S. C. Bangera, „A comparative analysis of reflective and transmissive PPG sensor in pulse acquisition system”, 2023 International Conference on Computer, Electronics & Electrical Engineering & their Applications (IC2E3), Srinagar Garhwal, India, 2023, pp. 1-4, doi: 10.1109/IC2E357697.2023.10262473.
11. Mihai Munteanu, „Procesarea semnalelor bioelectrice. Note de curs”, 2024.
12. Andriy Burkov, „The Hundred-page Machine Learning Book”, 2019, <https://scibooks.com/the-hundred-page-machine-learning-book-199957950x/> (Accesat iunie 2026).
13. Standardul ISO 15197:2013 - In vitro diagnostic test systems - Requirements for blood glucose systems for self-testing in managing diabetes mellitus, [https://cdn.standards.itech.ai/samples/54976/efd1e9359e6941cb9e5d6083fd1cde34/ISO-15197\\_2013.pdf](https://cdn.standards.itech.ai/samples/54976/efd1e9359e6941cb9e5d6083fd1cde34/ISO-15197_2013.pdf) (Accesat: 22 noiembrie 2025).
14. W. L. Clarke, „The Original Clarke Error Grid Analysis (EGA)”. Diabetes Technology & Therapeutics, 2005, 7(5), 776–779. doi:10.1089/dia.2005.7.776
15. E. Guevara, „Clarke Error Grid Analysis - File Exchange - MATLAB Central”, 2013. <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/20545-clarke-error-grid-analysis>

## Machine-Learning-Based Fault Classification in Induction Motors Using Startup Current Signatures

Author: stud. Hanin Abdelghaffar  
Transylvania University din Braşov  
Faculty of Mechanical engineering Automotive engineering department

**Abstract.** Induction motors are among the most widely used electrical machines in industrial applications, and their failure can result in unplanned downtime, increased maintenance costs, and reduced productivity. Early fault detection is therefore an important component of modern condition monitoring and predictive maintenance systems. This study investigates the use of electrical startup-current signatures for the classification of different operating conditions in induction motors using machine learning. A publicly available experimental dataset containing 43 startup-current recordings from healthy motors and motors with different rotor faults is analyzed. The dataset includes four classes: healthy operation, one broken rotor bar, two broken rotor bars, and a damaged rotor ring. The current signals are processed in both the time and frequency domains, and 18 statistical and spectral features are extracted, including RMS value, standard deviation, variance, peak value, kurtosis, skewness, dominant frequency, dominant amplitude, spectral energy, spectral centroid, spectral bandwidth, and spectral entropy. Pearson correlation analysis is subsequently used to identify highly correlated features, resulting in a reduced feature set of 14 features. Four machine-learning classifiers—Logistic Regression, K-Nearest Neighbors, Support Vector Machine, and Random Forest—are evaluated using five-fold stratified cross-validation. The highest observed mean classification accuracy among the tested configurations is obtained using Logistic Regression with the reduced 14-feature set, reaching  $56.39\% \pm 16.09\%$ . The results indicate that startup-current signatures contain information that can be used to distinguish the considered induction-motor rotor conditions. However, the relatively small dataset, variation between validation folds, and limited number of experimental motors represented in the dataset indicate that the results should be considered preliminary and should not be interpreted as direct evidence of generalization to previously unseen industrial motors.

### I. INTRODUCTION

Induction motors are among the most widely used electrical machines in industrial applications due to their simple construction, reliability, relatively low maintenance requirements, and ability to operate under a wide range of conditions. They are commonly employed in industrial drives, pumps, compressors, fans, conveyors, and other electromechanical systems. Because many industrial processes depend on the continuous operation of these machines, motor failures can result in unplanned downtime, increased maintenance costs, and reduced productivity. Consequently, the development of reliable condition-monitoring and fault-diagnosis methods is an important aspect of modern industrial maintenance.

Induction motors can experience different types of electrical and mechanical faults during operation. Among these, rotor-related faults are particularly relevant because they can affect the electromagnetic behavior of the machine and modify measurable electrical quantities. Broken rotor bars, multiple broken rotor bars, and damage to the rotor ring are examples of rotor faults that may develop progressively and influence the characteristics of the motor current. Detecting such conditions at an early stage can support maintenance decisions and reduce the risk of further machine

deterioration.

Motor current is an attractive signal for condition monitoring because it can be measured without requiring direct mechanical access to the motor. Changes in the electrical current can contain information related to the operating condition of the machine. In particular, startup current contains transient information associated with the motor's transition from standstill to normal operation. The characteristics of these transient signals can therefore be analyzed to identify differences between healthy and faulty operating conditions.

Signal processing techniques can be used to transform the measured current signal into a set of numerical characteristics suitable for automatic analysis. Time-domain statistical features such as RMS value, variance, peak value, kurtosis, and skewness can describe the amplitude and statistical distribution of a signal. Frequency-domain features, including dominant frequency, spectral energy, spectral centroid, spectral bandwidth, and spectral entropy, can provide additional information about the frequency content of the measured signal. Combining these characteristics allows the transient current signal to be represented by a multidimensional feature vector rather than by the complete waveform.

Machine-learning techniques can subsequently be applied to these extracted features in order to classify different motor operating conditions. Supervised classification algorithms can learn relationships between signal characteristics and known motor-condition labels, allowing new measurements to be assigned to one of the considered classes. However, when several features describe similar characteristics of the same signal, redundancy may occur. Feature-correlation analysis can therefore be used to identify highly correlated variables and construct a more compact representation of the data.

In this study, a dataset containing 43 experimental startup-current recordings is investigated. The recordings represent four motor conditions: healthy operation, one broken rotor bar, two broken rotor bars, and a damaged rotor ring. The signals are processed using the sampling frequency specified in the dataset documentation, and statistical and spectral features are extracted from each recording. An initial set of 18 features is analyzed using Pearson correlation, after which a reduced set of 14 features is obtained by removing highly correlated characteristics.

Four supervised machine-learning algorithms are evaluated: Logistic Regression, K-Nearest Neighbors (KNN), Support Vector Machine (SVM), and Random Forest. The models are evaluated using five-fold stratified cross-validation, and their performance is compared for the original 18-feature set and the reduced 14-feature set. The objective of the study is to determine whether startup-current signatures can provide useful information for distinguishing different induction-motor rotor conditions and to examine how feature reduction affects the observed classification performance.

## 1. Dataset and data preparation

The dataset used in this study consists of 43 startup-current recordings obtained from induction motor measurements performed under reduced-voltage operating conditions. According to the dataset documentation, the measurements were acquired in a laboratory environment at different voltage levels and measurement phases. The sampling frequency of the recordings is 1150.748 Hz.

The recordings are divided into four operating-condition classes associated with different rotor conditions: healthy operation, one broken rotor bar, two broken rotor bars, and a damaged rotor ring. The distribution of the recordings among the four classes is presented in Table 1.

|  | MOTOR CONDITION | NUMBER OF RECORDINGS |
|--|-----------------|----------------------|
|  |                 |                      |

|   |                       |    |
|---|-----------------------|----|
| 0 | Healthy               | 10 |
| 1 | Broken rotor bar - 1  | 10 |
| 2 | Broken rotor bars - 2 | 10 |
| 3 | Damaged rotor ring    | 13 |
| 4 | Total                 | 43 |

the four classes form a multi-class classification problem. Although the number of recordings is relatively small, the class distribution is reasonably balanced, with the damaged rotor ring class containing 13 recordings and the remaining classes containing 10 recordings each.

## 2 Signal Structure

The measurements are provided as CSV files containing three rows of numerical data. The first row contains sample or index values, while the second row contains the measured motor signal used in the present study. The third row contains an additional numerical channel with continuously increasing values.

For each recording, the second row was therefore selected as the input signal for the subsequent analysis. The selected values were converted to floating-point numbers, and non-finite values were removed before feature extraction.

An example of a startup-current signal used in the analysis is presented in Fig. 1. The waveform illustrates the transient nature of the measured signal during the motor startup process.

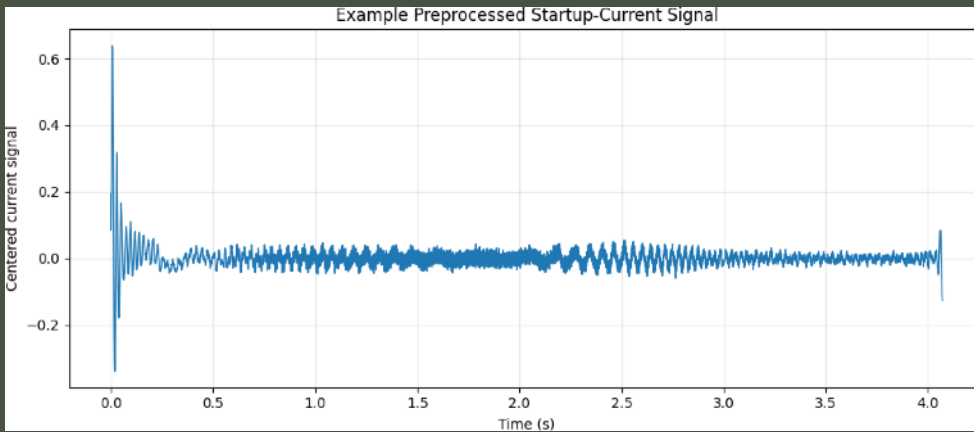


Fig. 1. Example startup-current signal used for feature extrac&on.

## 3. Signal Preprocessing

Before calculating the signal characteristics, each measured signal was examined for non-finite values. The valid samples were then used for the subsequent time-domain and frequency-domain analysis.

To remove the constant component of the signal, the arithmetic mean was subtracted from each recording. The centered signal is defined as

$$x_c[n] = x[n] - \bar{x}$$

where  $(x[n])$  represents the original measured signal,  $(\bar{x})$  is its arithmetic mean, and  $(x_c[n])$  is the resulting centered signal.

Signal centering was applied before the calculation of the main statistical and spectral characteristics. This preprocessing step allows the analysis to focus on variations in the measured startup-current signal rather than its constant offset.

The sampling frequency specified in the dataset documentation was used for the frequency-domain analysis:

$$f_s = 1150.748 \text{ Hz}$$

This value was used to convert the discrete Fourier transform frequency bins into physical frequencies expressed in hertz.

#### 4. Data Preparation for Classification

Following preprocessing, each recording was represented by numerical characteristics extracted from its startup-current signal. An initial set of 18 features was calculated for every recording, combining time-domain statistical descriptors with frequency-domain characteristics.

Consequently, the dataset was transformed from a collection of raw CSV signals into a feature matrix containing 43 observations and 18 numerical features. Each observation was associated with one of the four motor-condition classes described in Table 1.

The resulting feature matrix was subsequently analyzed for redundancy using Pearson correlation. Highly correlated features were identified and removed in order to obtain a reduced feature set. This procedure resulted in a final set of 14 features that was used alongside the original 18-feature set for the machine-learning experiments.

The prepared datasets were then used as input to the classification stage. Stratified five-fold cross-validation was applied during model evaluation so that the representation of the four classes was maintained as consistently as possible across the validation folds.

### 2. Feature extraction

#### 2.1 Time-Domain Features

The first stage of feature extraction consisted of calculating statistical characteristics directly from the measured startup-current signals in the time domain. These features provide information about the amplitude, variability, distribution, and shape of the current waveform. A total of 12 time-domain features were initially calculated for each recording: RMS, mean, standard deviation, variance, minimum, maximum, peak, kurtosis, skewness, crest factor, shape factor, and impulse factor.

For a discrete signal ( $x[n]$ ) containing ( $N$ ) samples, the root mean square (RMS) value was

calculated as 
$$RMS = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_c^2[n]}$$

where ( $x_c[n]$ ) represents the centered current signal. The RMS value describes the effective magnitude of the signal and can reflect differences in the overall current behavior between motor conditions.

The arithmetic mean of the original signal was also calculated as  $\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x[n]$ . and

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x_c[n])^2.$$

The minimum and maximum values describe the lower and upper amplitudes reached by the signal, while the peak value was defined as the maximum absolute amplitude:

$$Peak = \max |x_c[n]|.$$

Higher-order statistical descriptors were also considered. Kurtosis was used to characterize the peakedness and tail behavior of the signal distribution, while skewness describes the degree of asymmetry around the mean. These characteristics can provide additional information about changes in the shape of the startup-current waveform caused by different rotor conditions.

Three dimensionless amplitude-related factors were additionally calculated. The crest factor

$$\text{Crest Factor} = \frac{Peak}{RMS},$$

the shape factor as

$$Shape Factor = \frac{Peak^3}{RMS^3},$$

$$Peak = \max_{n=1}^N |x_c[n]|$$

and the impulse factor as

$$Impulse Factor = \frac{Peak}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |x_c[n]|^2}}.$$

$$N \quad n=1$$

These ratios describe the relationship between the peak amplitude and the overall magnitude of the signal and can therefore help characterize changes in waveform shape.

The complete set of time-domain features provided a statistical representation of each startup-current recording. These features were subsequently combined with frequency-domain characteristics to form the initial 18-dimensional feature vector used in the study. Because several time-domain descriptors can contain overlapping information, their correlations were examined during the feature-selection stage described in Section 3.3.

## 2.2 Frequency-Domain Features

In addition to the statistical characteristics calculated in the time domain, frequency-domain features were extracted to describe the spectral content of the startup-current signals. The frequency-domain representation was obtained using the Fast Fourier Transform (FFT), which transforms the discrete-time current signal from the time domain into its frequency components.

For a centered signal  $(x_c[n])$  containing  $(N)$  samples, the discrete Fourier transform

$$\text{was calculated as } X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_c[n] e^{-j2\pi kn/N}.$$

The magnitude spectrum was then obtained from the absolute value of the complex FFT coefficients:  $|X[k]| = |X[k]|$ .

The frequency corresponding to each FFT bin was calculated using the sampling frequency of ( $f_s=1150.748$ ) Hz specified in the dataset documentation.

The first frequency-domain feature was the dominant frequency, defined as the frequency corresponding to the maximum magnitude in the spectrum. The DC component was excluded from this calculation so that the dominant frequency represented a non-zero spectral component of the startup-current signal. The corresponding magnitude was also recorded as the dominant amplitude.

The spectral energy was calculated as the sum of the squared FFT magnitudes:

$$E_s = \sum_k |X[k]|^2.$$

This feature provides a measure of the overall energy represented in the frequency spectrum.

The spectral centroid was calculated to describe the central location of the spectral

$$\text{magnitude distribution: } C = \frac{\sum_k f_k |X[k]|}{\sum_k |X[k]|}$$

where ( $f_k$ ) represents the frequency associated with the ( $k$ )-th spectral component. A higher centroid indicates that a greater proportion of the spectral content is concentrated at higher frequencies.

The spectral bandwidth was calculated as the weighted standard deviation of the frequencies

$$\text{around the spectral centroid: } B = \sqrt{\frac{\sum_k (f_k - C)^2 |X[k]|}{\sum_k |X[k]|}}$$

This feature characterizes the spread of the spectral content around its centroid. Finally, spectral entropy was used to quantify the distribution of spectral energy across the frequency

components. First, the normalized spectral power was  $\frac{|X[k]|^2}{\sum_k |X[k]|^2}$ , and calculated as  $p_k =$  , and spectral entropy was then calculated as

$$H = - \sum_k p_k \log_2(p_k).$$

A concentrated spectrum generally results in lower entropy, whereas a more distributed spectrum produces higher entropy.

Therefore, six frequency-domain characteristics—dominant frequency, dominant amplitude, spectral energy, spectral centroid, spectral bandwidth, and spectral entropy—were combined with the 12 time-domain characteristics described in Section 3.1. This resulted in an initial feature vector containing 18 characteristics for each of the 43 startup-current recordings.

An example of the frequency spectrum obtained from a startup-current recording is shown in Fig. 2.

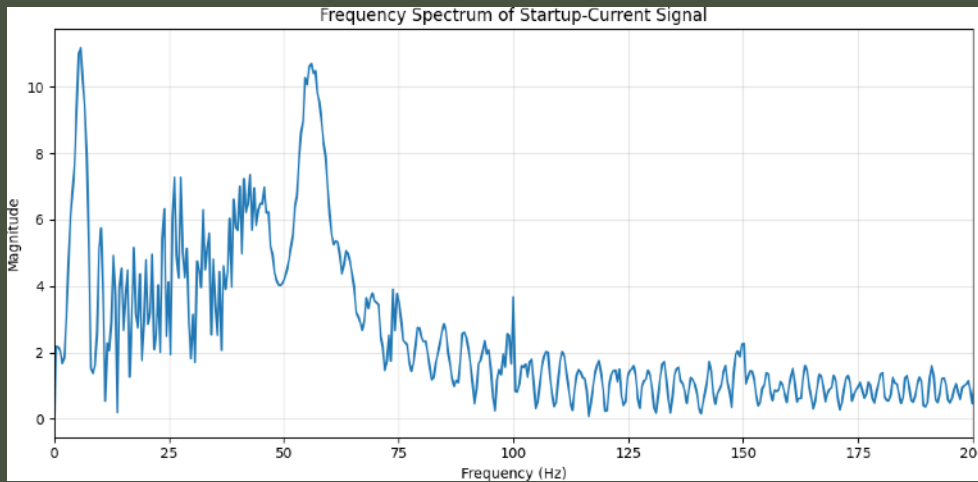


Fig. 2. Frequency spectrum of an example startup-current signal obtained using the FFT.

### Correlaton Analysis and Feature Selecton

The ini&al feature set consisted of 18 &me- and frequency-domain characteris&cs. Because some of these features describe similar proper&es of the startup-current signal, Pearson correla&on analysis was performed to iden&fy redundant variables. The Pearson correla&on coefficient between two features (X) and (Y) is defined as

$$r_{XY} = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2}}$$

The resulting correlation matrix is presented in Fig. 3. A high absolute correlation indicates that two features contain similar information and may therefore introduce redundancy into the feature representation.

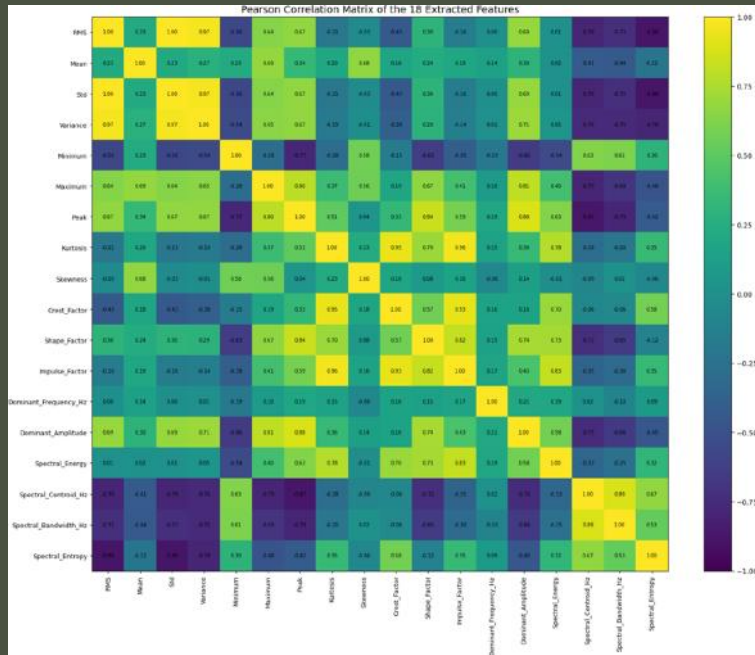


Fig. 3. Pearson correlation matrix of the 18 extracted time- and frequency-domain features.

Several strong correlations were observed among the extracted time-domain features. In particular, RMS and standard deviation showed a correlation coefficient of 1.000, while RMS and variance showed a correlation of 0.975. Standard deviation and variance also exhibited a correlation of 0.975. Strong correlations were additionally observed between kurtosis and impulse factor (( $r=0.965$ )), kurtosis and crest factor (( $r=0.945$ )), and crest factor and impulse factor (( $r=0.931$ )).

Based on these relationships, redundant features were removed while retaining representative characteristics from each highly correlated group. Standard deviation and variance were removed while RMS was retained. Similarly, crest factor and impulse factor were removed while kurtosis was retained. This reduced the feature set from 18 to 14 characteristics.

The final selected feature set consisted of RMS, mean, minimum, maximum, peak, kurtosis, skewness, shape factor, dominant frequency, dominant amplitude, spectral energy, spectral centroid, spectral bandwidth, and spectral entropy.

The reduced feature set was subsequently used alongside the complete 18-feature set in the machine-learning experiments. This allowed the effect of feature reduction on classification performance to be evaluated using the same cross-validation procedure and classifiers.

#### 4. Logistic Regression

Logistic Regression was used as a baseline supervised classification algorithm for distinguishing the four induction-motor operating conditions. Although Logistic Regression is commonly associated with binary classification, its multi-class extension allows the model to assign an observation to one of several possible classes.

In this study, the input vector consists of the extracted signal features, while the target variable represents one of the four motor conditions: broken rotor bar – 1, broken rotor bars – 2, damaged rotor ring, or healthy operation. The model estimates the probability of each class and assigns the observation to the class with the highest estimated probability.

Before training the Logistic Regression model, the numerical features were standardized. Standardization was performed using the mean and standard deviation calculated from the training data. The standardized feature is given by  $z_i = \frac{x_i - \mu_i}{\sigma_i}$ ,

where  $(x_i)$  is the original feature value,  $(\mu_i)$  is the mean of the feature calculated from the training data, and  $(\sigma_i)$  is its standard deviation.

Feature standardization is important because the extracted characteristics have different numerical scales. For example, frequency-related features and statistical amplitude features may have substantially different magnitudes. Standardization places the variables on a comparable scale and prevents features with larger numerical values from disproportionately influencing the classifier.

The Logistic Regression model was evaluated using both the complete 18-feature set and the reduced 14-feature set obtained after correlation analysis. A stratified five-fold cross-validation procedure was used to evaluate the classification performance. The same cross-validation strategy was applied to the other machine-learning algorithms to provide a consistent comparison between models.

## 5. K-Nearest Neighbors:

K-Nearest Neighbors (KNN) was used as a non-parametric classification method to evaluate whether the motor conditions could be distinguished based on the similarity between their extracted feature vectors. Unlike Logistic Regression, KNN does not construct an explicit mathematical decision boundary during training. Instead, the class of a new observation is determined from the classes of its nearest observations in the feature space.

For an input observation, the KNN algorithm calculates its distance from the training observations and identifies the (k) nearest neighbors. The predicted class is then determined according to the majority class among these neighbors. In this study, the Euclidean distance was used as the distance metric.

Because KNN is distance-based, feature scaling is particularly important. Therefore, StandardScaler was applied before the KNN classifier within a pipeline. This ensures that features with larger numerical ranges do not dominate the distance calculation. The KNN classifier was evaluated using both the complete 18-feature set and the reduced 14-feature set. The same stratified five-fold cross-validation procedure used for Logistic Regression was applied to KNN, allowing the results of the two classifiers to be compared under identical validation conditions.

## 6. Support Vector Machine

Support Vector Machine (SVM) was used as another supervised classifier for the four motor conditions. The features were standardized before classification, and the model was evaluated using both the 18-feature and reduced 14-feature sets. Stratified five-fold cross-validation was used for a consistent comparison with the other classifiers.

## 7. Random Forest

Random Forest was used as a tree-based classifier for the four motor conditions. Unlike the previous distance- and scale-dependent models, Random Forest does not require feature standardization. The model was evaluated using both the 18-feature and reduced 14-feature sets with stratified five-fold cross-validation.

## 8. Cross-Validation and Evaluation

All four classifiers were evaluated using stratified five-fold cross-validation with shuffling and a fixed random state of 42. Accuracy was calculated for each fold, and the mean and standard deviation were reported to describe the classification performance and variation between folds. The same procedure was applied to both the 18-feature and 14-feature datasets.

The correlation-based feature reduction was performed before the cross-validation stage and was based only on the relationships between the input features, without using the class labels. Therefore, the feature-selection procedure was unsupervised with respect to the target variable. Nevertheless, performing feature selection separately within each training fold

would provide a stricter evaluation and is considered a possible improvement for future work.

The relatively small number of recordings was also taken into account when interpreting the results. The dataset contains multiple recordings but represents a limited number of experimental motors. Consequently, the cross-validation results should be interpreted as an evaluation under the experimental conditions represented in the dataset rather than as direct evidence of generalization to previously unseen industrial motors.

### III. Results:

#### 1. Classification Performance

Fig 4 presents the mean classification accuracy and standard deviation obtained from five-fold stratified cross-validation. Among the tested configurations, Logistic Regression using the reduced 14-feature set achieved the highest mean accuracy, with  $56.39\% \pm 16.09\%$ .

Using all 18 features resulted in an accuracy of  $53.89\% \pm 17.77\%$ .

KNN achieved  $41.67\% \pm 11.11\%$  with the 18-feature set and  $36.94\% \pm 12.35\%$  with the reduced 14-feature set. SVM achieved  $34.72\% \pm 6.33\%$  with 18 features and  $36.94\% \pm 15.85\%$  with 14 features. Random Forest achieved  $32.50\% \pm 12.84\%$  using 18 features and  $30.56\% \pm 6.97\%$  using 14 features.

The differences between the classifiers and feature sets indicate that feature reduction did not have the same effect on all models. The relatively large standard deviations observed for several configurations also demonstrate considerable variation between validation folds, which is expected given the limited number of recordings.

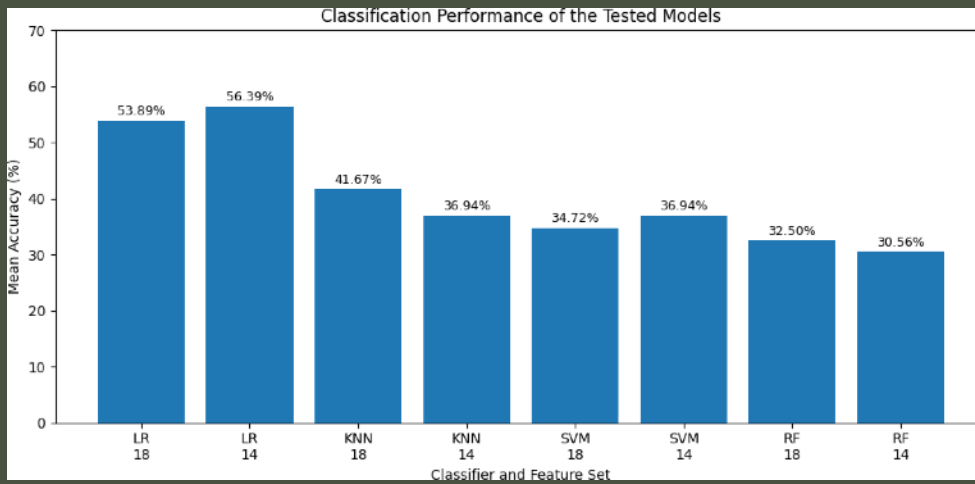


Fig. 4. Mean classification accuracy of the tested machine-learning models using the 18-feature and 14-feature sets.

#### 2. Confusion Matrix

The confusion matrix for Logistic Regression using the selected 14-feature set is shown in Fig. 5. The model correctly classified 6 of the 10 recordings with one broken rotor bar, 5 of the 10 recordings with two broken rotor bars, 8 of the 13 damaged rotor-ring recordings, and 5 of the 10 healthy recordings. The remaining samples were mainly confused between the two broken-rotor-bar conditions and the healthy class. Overall, 24 of the 43 recordings were correctly classified, corresponding to a pooled accuracy of 55.81%.

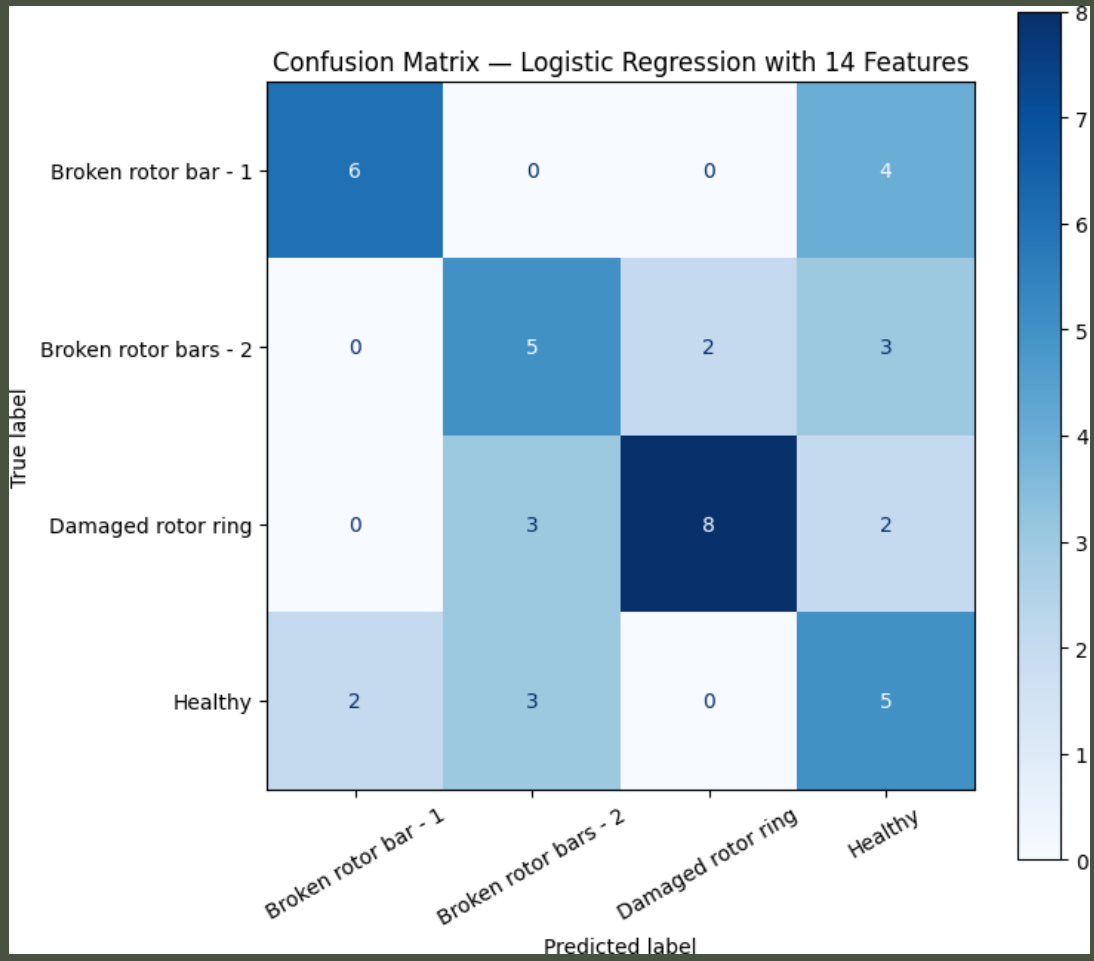


Fig. 5. Confusion matrix obtained using Logistic Regression with the selected 14-feature set and five-fold stratified cross-validation.

#### IV. Discussion

The results indicate that the startup-current signals contain information that can be used to distinguish the four considered motor conditions. Among the evaluated configurations, Logistic Regression using the reduced 14-feature set achieved the highest mean classification accuracy, with  $56.39\% \pm 16.09\%$ . The corresponding pooled confusion matrix resulted in 24 correctly classified recordings out of 43, corresponding to an accuracy of 55.81%.

The reduction from 18 to 14 features did not improve the performance of all classifiers. However, Logistic Regression showed a higher mean accuracy after removal of the highly correlated features, increasing from  $53.89\% \pm 17.77\%$  to  $56.39\% \pm 16.09\%$ . This suggests that removing redundant characteristics can influence the classification performance, although the effect depends on the selected classifier.

The confusion matrix also shows that the model was able to correctly classify recordings from each of the four conditions, but classification errors remained significant. In particular, confusion occurred between the two broken-rotor-bar conditions and the healthy condition. These errors indicate that the extracted features do not completely separate the considered classes under the experimental conditions represented by the dataset.

The relatively large variation between the cross-validation folds is consistent with the small number of available recordings. Furthermore, the recordings originate from a limited experimental motor population, meaning that the results should not be interpreted as direct evidence that the trained models will generalize to previously unseen industrial motors. The

present study should therefore be considered a preliminary evaluation of the feasibility of using startup-current features for induction-motor fault classification.

Future investigations could improve the robustness of the analysis by using larger datasets containing measurements from a greater number of independent motors and operating conditions. Feature selection performed independently within each training fold, together with additional signal-processing and machine-learning techniques, could also be investigated.

## VI. Conclusion

This study investigated the use of induction-motor startup-current signatures for multi-class fault classification using machine-learning methods. A publicly available dataset containing 43 startup-current recordings representing four motor conditions was analyzed. The measured signals were processed in the time and frequency domains, resulting in an initial set of 18 statistical and spectral features.

Pearson correlation analysis was used to identify highly correlated characteristics and reduce the feature set from 18 to 14 features. Four supervised classifiers—Logistic Regression, K-Nearest Neighbors, Support Vector Machine, and Random Forest—were evaluated using stratified five-fold cross-validation with both feature sets.

Among the evaluated configurations, Logistic Regression using the reduced 14-feature set achieved the highest mean classification accuracy, with  $56.39\% \pm 16.09\%$ . The pooled confusion matrix for this configuration resulted in 24 correctly classified recordings out of 43, corresponding to an accuracy of 55.81%.

The obtained results indicate that startup-current characteristics contain information related to the considered rotor conditions and can provide a basis for machine-learning-based fault classification. However, the relatively small number of recordings, the variation between validation folds, and the limited number of experimental motors represented in the dataset restrict the extent to which the results can be generalized to previously unseen motors and industrial operating conditions.

Future work should therefore consider larger datasets containing measurements from a greater number of independent motors, additional operating conditions, and more extensive signal-processing and feature-engineering approaches. A stricter validation procedure in which feature selection is performed within each training fold could also be investigated to obtain a more rigorous estimate of model performance.

## Bibliografie

1. J. Baranowski, K. Jarzyna, M. Rad, and P. Piątek, "Induction motor fault detection dataset - Startup currents for mains powered motors," Zenodo, 2025, doi: 10.5281/zenodo.17048028.
2. K. Jarzyna, M. Rad, P. Piątek, and J. Baranowski, "Bayesian Fault Diagnosis for Induction Motors During Startup in Frequency Domain," in *Advanced, Contemporary Control. PCC 2023, Lecture Notes in Networks and Systems*, vol. 709, Springer, 2023, doi: 10.1007/978-3-031-35173-0\_2.
3. A. Dudek, K. Jarzyna, and J. Baranowski, "Mixture Based Classifier Using Gaussian Processes for Induction Motor Diagnosis," *IECON 2024 – 50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Chicago, IL, USA, 2024, pp. 1–6, doi: 10.1109/IECON55916.2024.10906040.
4. G. Niu, "Motor Fault Diagnostics Based on Current Signatures: A Review," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 72, 2023, Art. no. 3520919, doi: 10.1109/TIM.2023.3285999.
5. M. A. El Malek et al., "Broken Bar Fault Detection and Diagnosis Techniques for Induction

Motors and Drives: State of the Art, IEEE Access, vol. 10, pp. 88504–88526, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3200058.

6. P. Gangsar and R. Tiwari, "Signal based condition monitoring techniques for fault detection and diagnosis of induction motors: A state-of-the-art review," Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 144, 2020, Art. no. 106908, doi: 10.1016/j.ymssp.2020.106908.
7. M. F. Yakhni et al., "Variable speed induction motors' fault detection based on transient motor current signatures analysis: A review," Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 184, 2023, Art. no. 109737, doi: 10.1016/j.ymssp.2022.109737.



