



UNIVERSITATEA **POLITEHNICA** DIN BUCUREȘTI

Școala Doctorală de Inginerie Electrică

TEZĂ DE DOCTORAT

Modele de conversie a energiei în aplicații de putere redusă

– Rezumatul tezei de doctorat –

Autor: Ing. Yelda VELI

Conducător de doctorat: Prof.dr.ing. Alexandru Mihail MOREGA

București 2021

CUPRINS

INTRODUCERE	5
CAPITOLUL 1 RECOLTAREA ENERGIEI PENTRU APLICAȚII DE PUTERE REDUSĂ	6
1.1. SISTEME PENTRU “RECOLTAREA” ENERGIEI	6
1.2 PRINCIIPI ȘI METODE DE RECOLTARE A ENERGIEI AMBIENTALE	6
1.2.1. <i>Energie solară</i>	6
1.2.2. <i>Energie mecanică</i>	6
1.2.3. <i>Energie termică</i>	6
1.2.4. <i>Alte surse de energie</i>	6
CAPITOLUL 2 CONVERTOARE PENTRU RECOLTAREA ENERGIEI MECANICE	7
2.1 DISPOZITIV PIEZOELECTRIC DE RECOLTARE A ENERGIEI BIOMECANICE	7
2.1.1. <i>Domeniul de calcul</i>	7
2.1.2. <i>Modelul matematic</i>	7
2.1.3. <i>Rezultatele simulării numerice</i>	8
2.2 ACTUATOR MAGNETOSTRICTIV	8
2.2.1. <i>Domeniul fizic, de calcul</i>	8
2.2.2. <i>Modelul matematic al AMS</i>	9
2.2.3. <i>Rezultatele simulării numerice</i>	11
2.2.4 <i>Analiza spectrală mecano-electrică</i>	12
2.2.5. <i>Concluzii</i>	14
2.3 DISPOZITIV DE EH PRIN DEFORMAREA UNUI PERETE ARTERIAL	14
2.3.1. <i>Domeniul de calcul</i>	14
2.3.2. <i>Modelul matematic</i>	14
2.3.3. <i>Rezultatele simulării numerice</i>	15
2.4 CONCLUZII	16
CAPITOLUL 3. CONDIȚIONAREA ENERGIEI RECOLTATE	16
3.1 INTRODUCERE	16
3.1.1 <i>Convertoare de c.c-c.c de comutație electrostatice</i>	16
3.1.2 <i>Convertoare c.c-c.c de comutație magnetice</i>	16
3.2 CONVERTORUL FLYBACK	16
3.2.1 <i>Construcție și funcționare</i>	16
3.2.2 <i>Dispozitive inductoare ale convertorului flyback</i>	17
3.2.3 <i>Design constructiv</i>	17
3.3 UN MODEL SIMPLIFICAT PENTRU UN INDUCTOR (TRANSFORMATOR) CU ÎNFĂȘURĂRI PLANARE SPIRALATE	17
3.3.1 <i>Modelul fizic al câmpului electromagnetic în inductorul FB</i>	17
3.3.2 <i>Determinarea parametrilor de circuit în regim staționar</i>	18
3.3.3 <i>Rezultatele numerice ale transformatorului simplificat în regim staționar</i>	19
3.3.4 <i>Rezultatele numerice ale transformatorului în regim cvasi – staționar, alimentat la o sursă de tensiune de tip PWM la frecvența de 1 kHz</i>	19
3.4 MODELUL UNUI INDUCTOR FB, MINIATURAL, PLANAR, SIMPLIFICAT, CU NFM – MODEL CONCEPTUAL, SIMPLIFICAT	20
3.4.1 <i>Domeniul fizic, de calcul</i>	20
3.4.2 <i>Dimensionarea circuitului de sarcină pentru variantele constructive</i>	21
3.4.3 <i>Rezultatele simulării numerice pentru TFB, miniatural, simplificat în regim cvasi – staționar, alimentat la o sursă de tensiune PWM la frecvența de 10 kHz</i>	22
3.5 TRANSFORMATORUL DE SEPARARE	24

3.5.1 Transformatorul cu izolație galvanică în sistemele de recoltare a energiei	24
3.5.2 Domeniul de calcul	25
3.5.4 Rezultatele simulării numerice	25
3.6 CONCLUZII	26
CAPITOLUL 4 STOCAREA ENERGIEI RECOLTATE	26
4.1 INTRODUCERE	26
4.2 DISPOZITIVE DE STOCARE A ENERGIEI	26
4.2.1 Acumulatori	26
4.2.2 Supercondensatoare	26
4.2.3 Alte dispozitive de stocare a energiei	26
4.3 SISTEME CU SUPERCONDENSATOARE, INTERDIGITATE, COMPACTE	27
4.3.1 Supercondensatoare cu nanotuburi de carbon	27
4.3.2 Domeniul de calcul	27
4.3.3 Rezultatele simulării numerice	27
4.4 CONCLUZII	29
CAPITOLUL 5 REȚELE DE SENZORI WIRELESS	29
5.1 INTRODUCERE	29
5.2 NODURILE SENZORILOR WIRELESS	29
5.2.1 Componente principale ale nodurilor WSN	29
5.2.2 Caracteristici ale nodurilor senzorilor wireless	29
5.2.3 Topologii de rețea	30
5.3 SIMULAREA UNEI REȚELE DE SENZORI WIRELESS	30
5.3.1 Configurația rețelei	30
5.3.3 Concluzii	31
CONCLUZII GENERALE, CONTRIBUȚII ȘI PERSPECTIVE DE DEZVOLTARE	32
C1. CONCLUZII GENERALE	32
C2. CONTRIBUȚII ORIGINALE	33
C3. PERSPECTIVE DE DEZVOLTARE	33
ANEXE	34
BIBLIOGRAFIE	35

INTRODUCERE

Teza de doctorat este structurată pe cinci capitole la care se adaugă introducerea și contribuțiile personale, respectiv perspectivele de dezvoltare. Teza urmărește structura unui sistem general de recoltare a energiei (Energy Harvesting – EH).

Capitolul 1, *"Recoltarea energiei pentru aplicații de putere redusă"*, reprezintă un studiu documentar cu privire la sursele, metodele și materialele utilizate în sistemele de EH.

Capitolul 2, *"Convertoare pentru recoltarea energiei mecanice"*, analizează trei dispozitive de recoltare. Primul dispozitiv utilizează materiale piezoelectrice. Două modele constructive sunt analizate. Al doilea dispozitiv este un actuator magnetostrictiv (AMS) pentru care apare necesitatea realizării unui studiu al frecvențelor spectrale. AMS prezintă proprietatea reversibilității funcționării. Ultimul dispozitiv utilizează mișcarea de deformare a pereților vasului arterial pentru a extrage tensiune electrică.

Capitolul 3, *"Condiționarea energiei recoltate"* este dedicat etajului de condiționare a energiei recoltate. Se prezintă câteva convertoare și dispozitive inductoare utilizate în această etapă, precum și principiul și modurile de funcționare ale convertorului flyback. Se analizează modele de complexități diferite. Primul model este un transformator alimentat de la o sursă continuă, respectiv tensiune *PWM*, în regim de mers în gol, scurtcircuit și în sarcină, pentru care se calculează parametrii de circuit concentrați. Se analizează ulterior un inductor flyback pentru care avem două variante constructive: cu aer și material nemagnetic, respectiv cu nanofluid magnetic (NFM 500). Pentru aceste două variante constructive se stabilește dimensiunea optimă a întrefierului din aer din coloană centrală pentru care obținem cea mai mare cantitate de energie magnetică stocată. Se realizează și o dimensionare a circuitului de sarcină, dar și un studiu termic. Ultimul model de inductor analizat are înfășurările spiralate și nu cilindrii (variantă simplificată) excitate în tensiune *PWM*. Ultima parte vizează funcționarea unui transformator cu izolație galvanică pentru care se realizează un studiu parametric. Se analizează diferite dimensiuni ale spațiului dintre înfășurări, iar poziționarea ecranului magnetic se realizează în funcție de acesta. Se calculează valorile parametrilor de circuit.

Capitolul 4, *"Stocarea energiei recoltate"* reprezintă un studiu documentar cu privire la dispozitivele de stocare a energiei. Se prezintă, din literatură, un model tratează dispozitivele de stocare. Astfel se prezintă un studiu documentar a alternativelor pe care le avem disponibile în momentul de față și ulterior, în ultima parte analizează un supercondensator cu nanotuburi de carbon în construcție. Analiza este una documentară, modelul este din literatura de specialitate și implică optimizarea structurală și constructivă a celulei elementare a supercondensatorului pentru care se realizează ulterior și diferite ansambluri de ordin superior.

Capitolul cinci, *"Rețele de senzori wireless"* are scopul de a analiza ultima etapă dintr-un sistem de EH, mai exact consumatorii finali reprezentați de nodurile unei rețele de senzori wireless. Se simulează o rețea WSN, cu nodurile amplasate în mod aleatoriu pe o anumită suprafață de dimensiune dată. Se analizează transmisia în mai multe salturi a informațiilor achiziționate (măsurate). Pentru această modalitate de comunicare se analizează două cazuri, pentru 30 de noduri, respectiv pentru 50 de noduri.

CAPITOLUL 1 RECOLTAREA ENERGIEI PENTRU APLICAȚII DE PUTERE REDUSĂ

1.1. SISTEME PENTRU “RECOLTAREA” ENERGIEI

Blocul de recoltare a energiei este reprezentat de convertorul primar.

Blocul de stocare este opțional și alcătuit din baterii și/sau supercondensatoare.

Blocul de conversie a energiei este alcătuit din diferite convertoare, transformatoare și inductoare cu rolul de a adapta energia recoltată.

Blocul consumator este alcătuit din diferiți senzori, microcontrollere etc.

1.2 PRINCIPII ȘI METODE DE RECOLTARE A ENERGIEI AMBIENTALE

1.2.1. Energie solară

Eficiența conversiei fotovoltaice este afectată și de reflecția luminii solare incidente la nivelul celulei, atunci când electronii se recombina cu golurile.

Legea constructală (LC) dictează evoluția în timp a sistemelor de curgere, acestea atingând configurații din superioare pentru a furniza un acces mai facil curenților care curg prin acestea [1-2]. Reprezintă un criteriu de optimizare al celulelor FV. Punctul de putere maxim – PPM – indică punctul de pe graficul caracteristicii curent – tensiune, determinată de intersecția valorilor curentului de scurtcircuit cu tensiunea de mers în gol, când valoarea produsului dintre acestea este maximă [3,4]. Sistemul de urmărire optimizează poziția celulei FV în raport cu PPM pentru maximizarea energiei solare colectate.

1.2.2. Energie mecanică

Se utilizează diferite convertoare pentru recoltarea energiei din diferite surse de energie mecanică a căror putere trebuie anterior știută proiectării. *Convertoarele mecanice electromagnetice (inductive)* utilizează legea inducției electromagnetice pentru conversia mecano-electrică. *Convertoare de energie mecanică electrostatică* reprezintă a doua categorie de dispozitive utilizate în conversia energiei mecanice. *Convertoare piezoelectrice* utilizează proprietățile piezoelectrice directe ale materiale piezoelectrice. Se disting două moduri de funcționare, d_{33} respectiv modul 31, d_{31} . *Generatoare magnetostrictive* utilizează un câmp de deformare pentru furnizarea unui câmp magnetic.

1.2.3. Energie termică

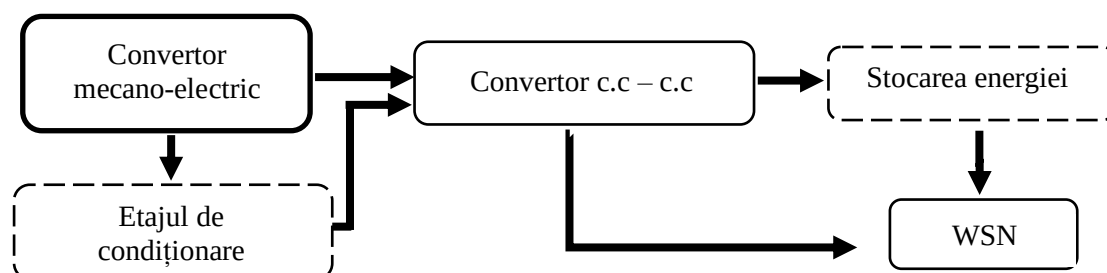
Pentru conversia termo-electrică se utilizează efectele termoelectrice (Peltier, Seebeck, Thomson).

1.2.4. Alte surse de energie

Energia furnizată de undele de radio-frecvență (RF) se referă la energia furnizată de diferite dispozitive electronice. Recoltarea de la surse de energie acustică reprezintă o altă metodă eficientă de alimentare a consumatorilor de mică putere [5-8].

CAPITOLUL 2 CONVERTOARE PENTRU RECOLTAREA ENERGIEI MECANICE

Figura 2.1 prezintă schema unui sistem de EH a energiei mecanice. Prin linie punctată sunt reprezentate blocurile opționale. Se analizează convertoarele primare mecano-electrice.



2.1. Schema generală a unui sistem de recoltare a energiei mecanice.

Se prezintă trei dispozitive de conversie care utilizează diferite principii și fenomene.

2.1 DISPOZITIV PIEZOELECTRIC DE RECOLTARE A ENERGIEI BIOMECANICE

2.1.1. Domeniul de calcul

Figura 2.2 prezintă domeniul de calcul 3D precum și rețeaua de discretizare a dispozitivului adaptat, cu un singur limitator, respectiv cu două lamele limitatoare.

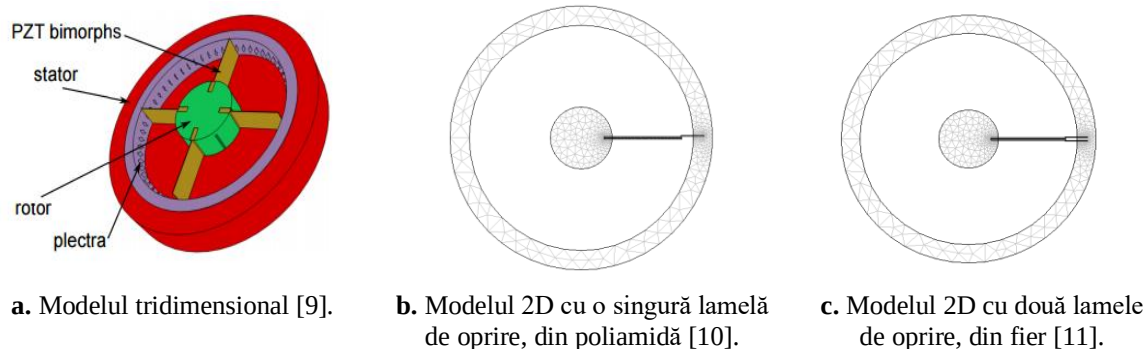


Fig. 2.2 Domeniul de calcul 3D și rețeaua de discretizare a modelului 2D simplificat, cu o singură, respectiv cu două lamele de limitare.

Statorul și rotorul au la capete niște lamele din material PZT bimorf integrat între două straturi de spumă între alte două straturi de aluminiu.

2.1.2. Modelul matematic

Relația dintre coeficienții piezoelectrice este dată de [9]:

$$G = dK\varepsilon_0, \quad (2.1)$$

unde d [m/V] este coeficientul piezoelectric, K este factorul de cuplaj și G [Vm/N] este coeficientul de mers în gol. Modelul matematic care descrie cuplajul dintre câmpul electric și cel mecanic structural este dat de:

$$\begin{aligned} \mathbf{T} &= \mathbf{s}_E \cdot \mathbf{T} - \mathbf{d}^t \cdot \mathbf{E} \\ \mathbf{D} &= \mathbf{d} \cdot \mathbf{S} + \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \mathbf{E} \end{aligned} \quad (2.2)$$

unde $\mathbf{T}$ este solicitarea mecanică, respectiv $\mathbf{S}$ este câmpul de deformare, $\mathbf{s}_E$ [Pa^{-1}], respectiv $\mathbf{d}$ [V^{-1}] este matricea de complianță, respectiv de cuplare, $(\mathbf{d})^t$ este operatorul de transpoziție, $\mathbf{E}$ [V/m] este intensitatea câmpului electric, $\mathbf{D}$ [C/m^2] este inducția electrică.

2.1.3. Rezultatele simulării numerice

Deformările maxime pentru cele două cazuri pentru unghiuri de rotație de $\alpha = 0^\circ \dots 3,1^\circ$, respectiv $\alpha = 0^\circ \dots 2^\circ$, sunt prezentate în Fig. 2.3. Acestea au fost amplificate de două ori.

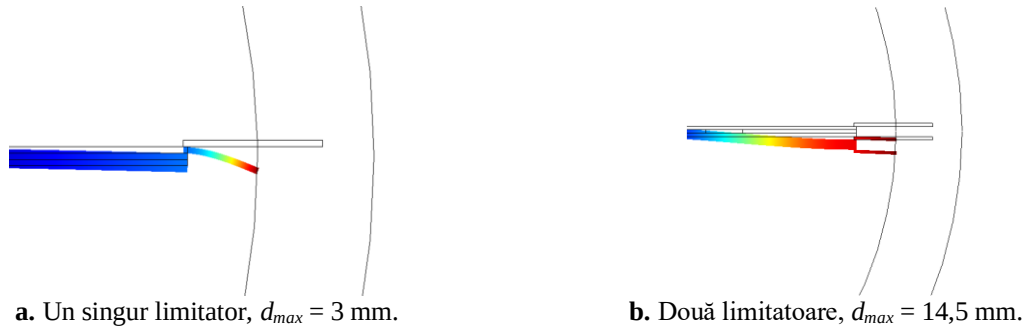


Fig. 2.3. Câmpul de deformare a PZT și a limitatoarelor pentru ambele modele, amplificat de două ori.

Potențialul electric pentru ambele construcții este prezentat în Fig. 2.4.

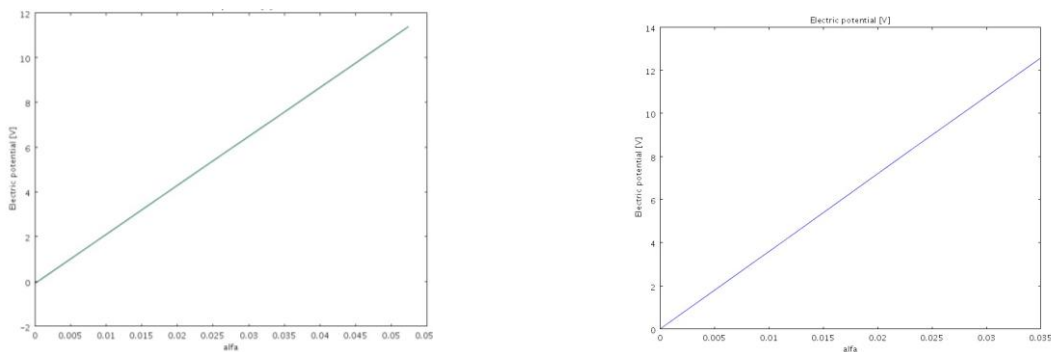


Fig. 2.4. Tensiunea piezoelectrică pentru modelul cu o singură, respectiv două lamele de limitare.

Dispozitivul piezoelectric portabil este versatile, flexibil și scalabil. Se poate utiliza la diferite articulații și se poate adapta, încorporând mai multe lamele PZT.

2.2 ACTUATOR MAGNETOSTRICTIV

Actuatoarele magnetostrictive (AMS) utilizează un mediu magnetostrictiv (MS) deformabil sub acțiunea unui câmp magnetic asigurat de magneți și/sau înfășurări.

2.2.1. Domeniul fizic, de calcul

În Fig. 2.5,a este domeniul de calcul 2D cu simetrie axială, de la care s-a pornit, utilizat doar în alimentare în curent *PWM*, urmat de domeniile 3D care au permis excitația în tensiune *PWM* a înfășurărilor, utilizate în rezolvarea diferitelor probleme de câmp.

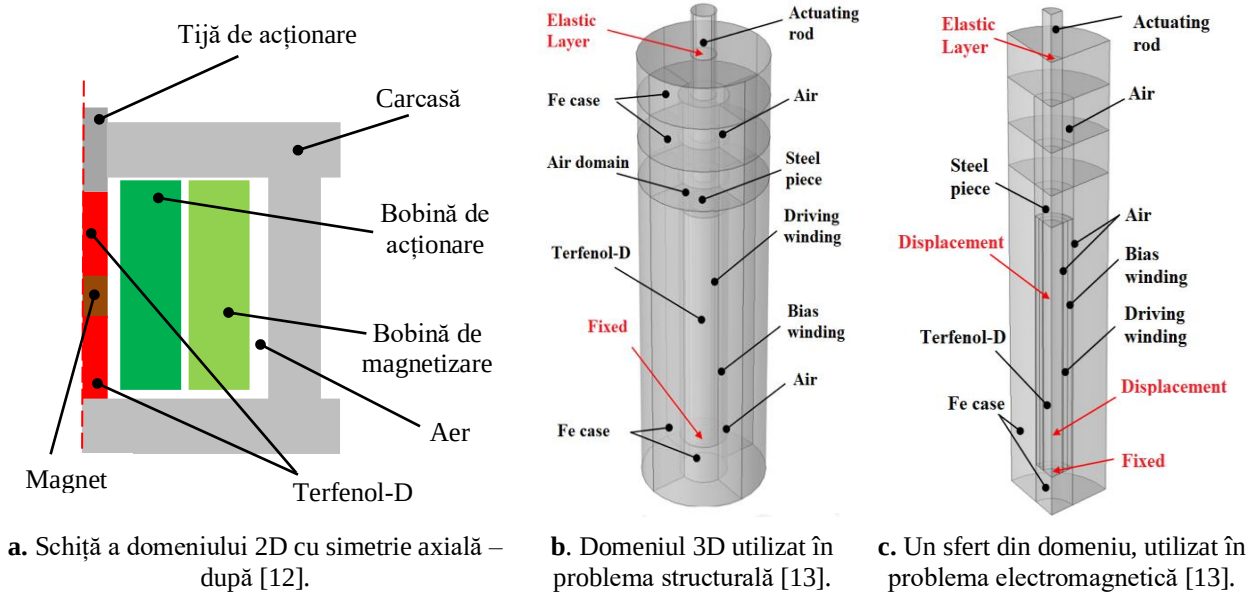


Fig. 2.5. Domeniile de calcul 2D cu simetrie axială, respectiv 3D utilizate în calculul numeric.

Pentru modelul 2D, de la care s-a pornit se analizează și diferite structuri ale MMS pentru care se realizează o optimizare constructivă [12]. Rezultatele sunt comparate cu cele obținute pentru AMS cu excitație în tensiune *PWM*, unde câmpul de premagnetizare este creat doar de înfășurarea de magnetizare (bias).

2.2.2. Modelul matematic al AMS

Pentru domeniul de calcul din Fig. 2.5,a se consideră modelul matematic descris prin potențial magnetic vector datorită componenteii azimutale și a solenațiilor de alimentare:

$$\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \times \mathbf{H} = 0, \quad (2.3)$$

Pentru materialul MS se consideră:

$$\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J}_\varphi^e, \quad (2.4)$$

unde $\mathbf{J}_\varphi^e$ [A/m²] este componenta azimutală a densității curentului electric, $\mathbf{H}$ [A/m] este intensitatea câmpului magnetic, iar $\mathbf{A} = A_\varphi \mathbf{e}_\varphi$ [T·m] este potențialul magnetic vector (componenta azimutală).

Coeficientul magnetostrictiv exprimă în limite liniare starea de premagnetizare și solcitare mecanică prin [12]:

$$\lambda_{r,z} = \frac{3}{2} \lambda_s \left(\alpha_{r,z}^2 - \frac{1}{3} \right) = \frac{3}{2} \lambda_s \left[\left(\frac{M_{r,z}}{M_s} \right)^2 - \frac{1}{3} \right], \quad (2.5)$$

unde $\lambda_{r,z}$ este coeficientul de magnetostricțiune ale direcțiilor *r* și *z*, care depinde de valoarea constantei de magnetostricțiune, λ_s .

Câmpul electromagnetic este descris de legile inducției electromagnetice, legea conducției electromagnetice, respectiv legea circuitului magnetic și electric [12-16]:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}, \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}. \quad (2.6)$$

Aici, $\mathbf{E}$ [V/m] reprezintă intensitatea câmpului electric, $\mathbf{B}$ [T] este inducția magnetică, σ [S/m] conductivitatea electrică, respectiv, μ [H/m] permeabilitatea magnetică. Câmpul magnetic produs de curentul de deplasare este neglijat în acest studiu.

Legea constitutivă pentru MMS este [13]:

$$\mathbf{B} = \mu_0 [\mathbf{H} + \mathbf{M}(\mathbf{H}, S_m) + \mathbf{M}_r], \quad (2.7)$$

unde $\mathbf{M}$ [A/m] este magnetizația temporară, funcție de intensitatea câmpului magnetic $\mathbf{H}$ și deformarea mecanică, S_m , iar $\mathbf{M}_r$ [A/m] este magnetizația remanentă.

Dependența neliniară a coeficientului magnetostrictiv față de câmpul magnetic și față de solicitarea mecanică este dată de [13]

$$\lambda = \frac{3}{2} \lambda_s \left(\frac{M}{M_s} \right)^2, \quad (2.8)$$

unde λ este coeficientul de magnetostricțiune, $\lambda_s = 0,0012$ este constanta de magnetostricțiune [2], iar M_s [A/m] este magnetizația de saturație. Miezul magnetic (carcasa), realizat din fier moale, este izolat magnetic și asigură închiderea liniilor de câmp. Formele lineare ale legilor constitutive care descriu cuplarea în interiorul MMS este [13]:

$$\begin{aligned} S &= \eta_H T + dH \\ B &= dT + \mu_T H \end{aligned} \quad (2.9)$$

unde S [I] este solicitarea mecanică, T [N/m²] este efortul mecanic, $\eta_H = \partial S / \partial H$ este complianța la o intensitate constantă a câmpului magnetic (reciproca modulului lui Young), d [m/A] este constanta solicitării piezomagnetice și μ_T [H/m] este permeabilitatea magnetică la solicitare mecanică constantă. Relația efort-solicitare mecanică datorată prestrângerii (sarcină staționară) pentru MMS este descrisă de legea generalizată a lui Hooke [13,17-18]:

$$T = C(S - S_i) + T_i, \quad (2.10)$$

unde C [N/m] este rigiditatea, iar $(\cdot)_i$ indică starea inițială. Presupunerea uniaxială leagă schimbarea de formă a miezului cu efortul mecanic prin relația $S = \partial w / \partial z$, care este supusă gradientului solicitării mecanice $\partial T / \partial z = \rho \partial^2 w / \partial z^2$, unde $w = w(z(t))$ este poziția și ρ [kg/m³] este densitatea de masă. Utilizând relațiile (2.7) și (2.10) și relațiile de mai sus ale solicitării mecanice – efort mecanic, precum și relația solicitare mecanică – gradientul solicitării mecanice, rezultă modelul matematic variabil în timp pentru MMS al dispozitivului [19-24]

$$\begin{aligned} -\frac{\rho d^2}{\mu} \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} + \mu \sigma \frac{\partial H}{\partial t} &= \nabla^2 H + \frac{d \rho \eta}{\mu} \frac{\partial^2 T}{\partial t^2} - \sigma d \frac{\partial T}{\partial t}, \\ \rho \eta \frac{\partial^2 T}{\partial t^2} &= \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} - \rho d \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

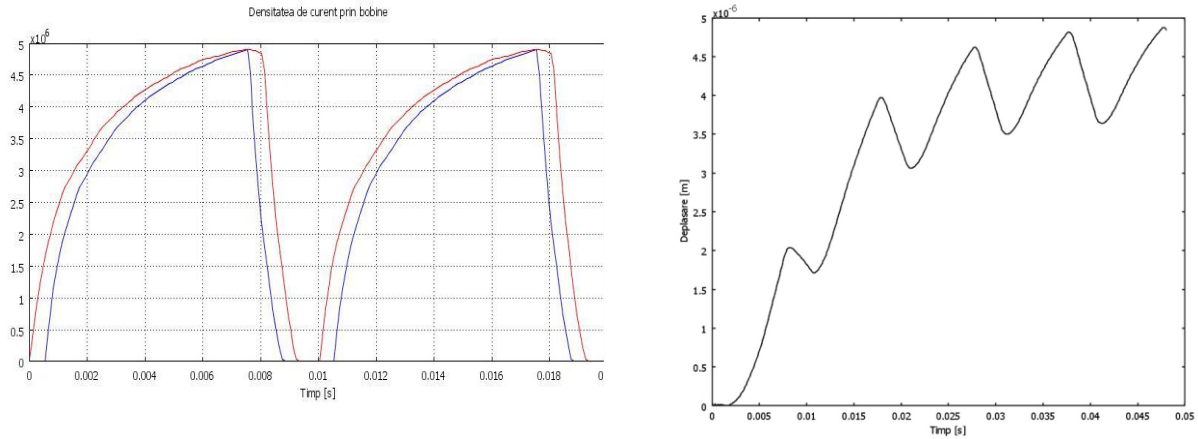
Cuplajul (2.11) se aplică numai MMS. Pentru toate celelalte domenii (2.10) devine:

$$\mu\sigma \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = \nabla^2 \mathbf{H}. \quad (2.12)$$

2.2.3. Rezultatele simulării numerice

Excitație în curent PWM (model cu magnet în coloana centrală)

Figura 2.6 prezintă curentul de excitație pentru bobina de acționare și de magnetizare la $f_{PWM} = 100$ Hz (Fig. 2.5,a), respectiv deplasarea tijei de acționare.



a. densitatea curentului electric de excitație.

b. deplasarea tijei de acționare.

Fig. 2.6. Curentul de excitație la $f_{PWM} = 100$ Hz și $k_{act} = 70$ %, și deplasarea aferentă, model fără prestrângere mecanică [12].

S-au utilizat factori diferiți de umplere, $k_{act} = 70\%$, respectiv $k_{bias} = 80$ %. Pentru acest model și variantă de construcție se realizează și o optimizare structurală.

Se variază mai întâi înălțimea magnetului și ulterior numărul acestora din structura MMS fără a modifica volumul.

Excitație în tensiune PWM (model fără magnet în coloana centrală a MSC)

Modelul matematic a fost rezolvat pentru domeniul din Fig. 2.5,c. Valorile curenților de excitație s-au dedus din modelul cu excitație în tensiune PWM. Se constată valori reduse ale deplasării tijei pentru excitația în curent PWM și un timp de stabilizare mai lung.

Efectul frecării asupra rulmentului de fixare a tijei de acționare

Deplasarea tijei cu frecare, $c_f = 0,01$ [17,25], determină valori mai reduse ale deplasării tijei de acționare și un efect de întârziere față de cazul fără frecare.

Prestrângerea mecanică

Se constată deformarea MMS în Fig. 2.7, amplificată de 5 ori, pentru două momente care corespund pozițiilor extreme ale tijei pentru $F_{PS} = 500$ N/m. Se neglijează frecarea.

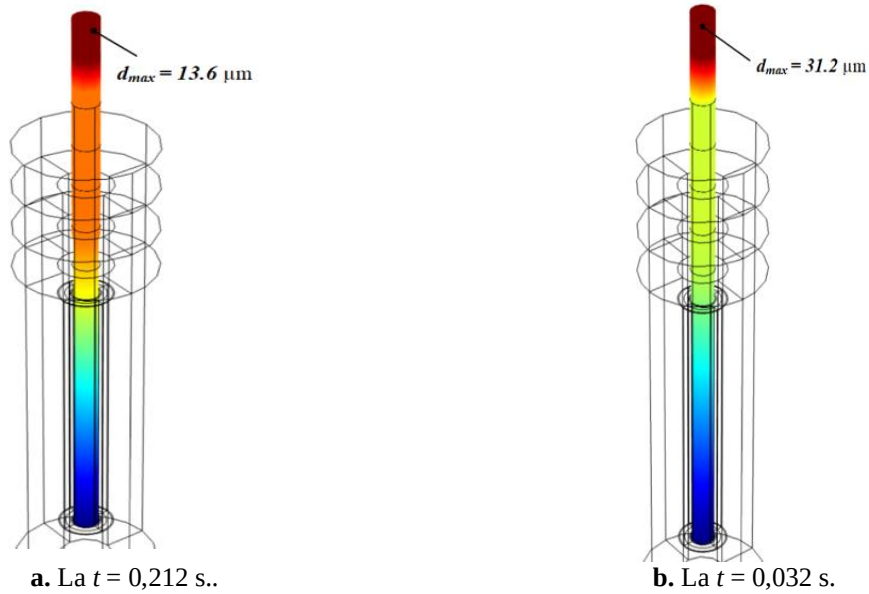


Fig. 2.7. Deplasarea tijei de acționare la diferite momente de timp. Frecarea este neglijată.

Figura 2.8 prezintă deplasarea tijei la niveluri de prestrângere, F_{ps} , diferite.

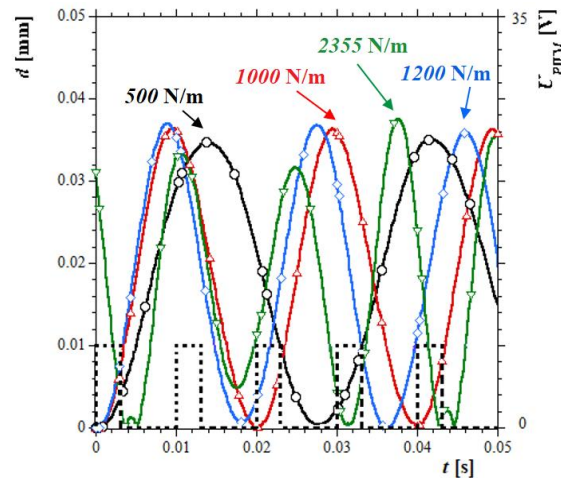


Fig. 2.8. Deplasarea tijei de acționare la creșterea nivelului de prestrângere, F_{ps} .

2.2.4 Analiza spectrală mecano-electrică

Spectrul de frecvență a tensiunii de alimentare, la 30 V, $f_{PWM} = 100$ Hz, $k = 30\%$ este în Fig. 2.9. Cea mai semnificativă frecvență este $f_e = 150$ Hz, frecvență electrică, aceasta, împreună cu $f_{PWM} = 100$ Hz, se vor compara cu cele proprii mecanice, f_m .

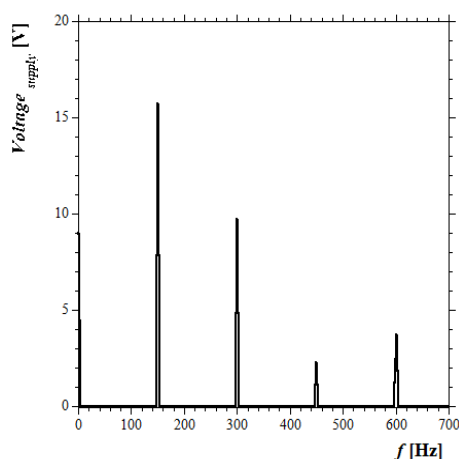


Fig. 2.9. Amplitudinile componentelor frecvențelor pentru un control în tensiune PWM, la 30 V și cu frecvența, $f_{PWM} = 100$ Hz, $k = 30$ %.

Frecvențele proprii arată cele mai importante patru frecvențe mecanice, f_m , găsite în jurul frecvenței, f_e și sunt incluse în Tabelul 2.1, în funcție de F_{PS} .

Tabelul 2.1 Frecvențele proprii structurale în jurul lui $f_e = 150$ Hz ($f_{PWM} = 100$ Hz) pentru diferite niveluri ale prestrângerii, F_{PS} . Frecarea se neglijează.

F_{PS} [N/m]	$f_{m,1}$ [Hz]	$f_{m,2}$ [Hz]	$f_{m,3}$ [Hz]	$f_{m,4}$ [Hz]
500	43,237	70,511	132,51	213,04
750	47,571	85,113	138,23	263,01
1000	49,815	97,583	143,84	293,583
1200	48,986	102,406	158,02	291,437
1500	47,396	119,245	164,24	292,951
2355	47,368	150,001	188,11	290,87

Ajustarea frecvenței PWM

Tabelul 2.2 prezintă frecvențele electrice, fundamentale, f_e , și primele trei cele mai semnificative frecvențe de deplasare, f_d , la $f_{PWM} = 100$ Hz, 85 Hz și 43 Hz.

Tabelul 2.2 Frecvențele electrice, f_e , și de deplasare pentru valori diferite ale f_{PWM} *.

f_{PWM} [Hz]	f_e [Hz] **	f_d [Hz] *		
		$f_{d,1}$	$f_{d,2}$	$f_{d,3}$
43	68	7,45	9,09	1,63
85	127	5,11	7,06	17,05
100	150	8,36	3,58	20,30

* $k = 30\%$, $F_{PS} = 500$ N/m; ** Valorile sunt rotunjite.

Tabelul 2.2 prezintă frecvențele proprii structurale ($f_{m,1} = 43,237$ Hz) care sunt apropiate de $f_{PWM} = 43$ Hz și încă o frecvență ($f_{m,2} = 70,511$ Hz) relativ aproape de frecvența sa, $f_e = 68$ Hz, dar nicio frecvență proprie structurală nu este găsită în apropierea $f_{PWM} = 85$ Hz ($f_e = 100$ Hz) sau $f_{PWM} = 100$ Hz ($f_e = 150$ Hz).

2.2.5. Concluzii

Dimensionarea AMS trebuie să țină cont de f_e și f_m , mai degrabă, decât de f_{PWM} .

2.3 DISPOZITIV DE EH PRIN DEFORMAREA UNUI PERETE ARTERIAL

2.3.1. Domeniul de calcul

Se analizează un dispozitiv de EH care utilizează deformarea peretelui arterial în timpul unui ciclu cardiac [26-28]. Domeniul de calcul este reprezentat în Fig. 2.10.

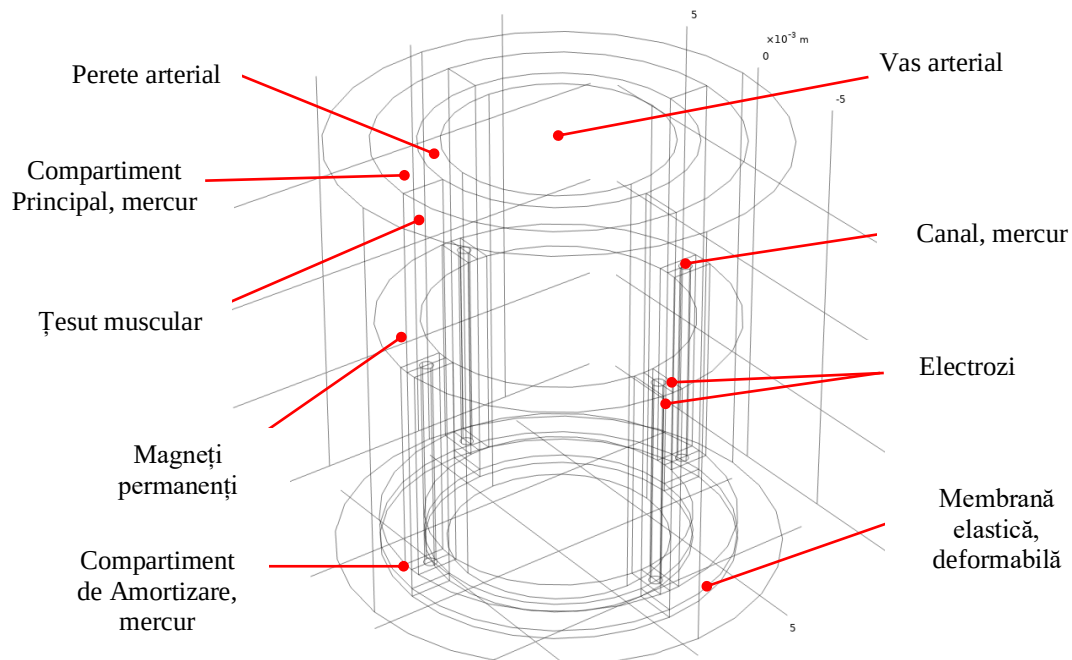


Fig. 2.10. Domeniul de calcul și toate elementele constitutive. Dimensiunile sunt în metri.

Curgerea sângelui determină deformarea peretelui. Fluidul se pune în mișcare în compartimentul principal (CP) și de amortizare (CA) prin patru canale, în câmp magnetic. O rezistență de sarcină este conectată la bornele electrozilor. O membrană flexibilă (MF), sub CA, permite curgerea în sens opus., de la CA la CP prin cele 4 canale.

2.3.2. Modelul matematic

Curgerea sângelui și a fluidului puternic conductiv

Ecuatiile Navier-Stokes (legea de conservare a impulsului, respectiv legea de conservare a masei) descriu în totalitate curgerea sângelui arterial:

$$\rho \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} + \rho(\mathbf{u} \cdot \nabla) \mathbf{u} = -\nabla p + \eta \nabla^2 \mathbf{u}, \quad (2.13)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{u} = 0, \quad (2.14)$$

aici $\mathbf{u}$ [m/s] reprezintă viteza sângelui, ρ [kg/m³] este densitatea de masă, p [Pa] este presiunea, η [Pa·s] reprezintă vâscozitatea dinamică. Pentru mercur legea de conservare a impulsului este dată de:

$$\rho \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} + \rho(\mathbf{u} \cdot \nabla) \mathbf{u} = -\nabla p + \eta \nabla^2 \mathbf{u} + \mathbf{J} \times \mathbf{B}, \quad (2.15)$$

aici $\mathbf{J}$ [A/m²] reprezintă densitatea curentului electric de conducție care apare între electrozi, iar $\mathbf{B}$ [T] este inducția magnetică.

$$\nabla \cdot \mathbf{u} = 0, \quad (2.16)$$

aici $\mathbf{u}$ [m/s] este curgerea mercurului.

La intrarea în vas se impune presiunea sistolică, iar la ieșire cea diastolică. Pereții vasului vor avea o condiție no-slip, iar ale compartimentelor condiție de alunecare.

Câmpul de deformare

Legea lui Hook caracterizează deformarea mecanică a pereților și a membranei:

$$\boldsymbol{\sigma}_M = \mathbf{E} \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (2.17)$$

aici $\boldsymbol{\sigma}_M$ reprezintă solicitarea mecanică, $\mathbf{E}$ este matricea de elasticitate și $\boldsymbol{\varepsilon}$ este matricea tensiunilor mecanice. Se specifică frontiere fixe la ambele capete ale peretelui și frontierelor interioare și exterioare ale membranei astfel încât să se deformeze numai în direcția axei z .

Câmpul electromagnetic

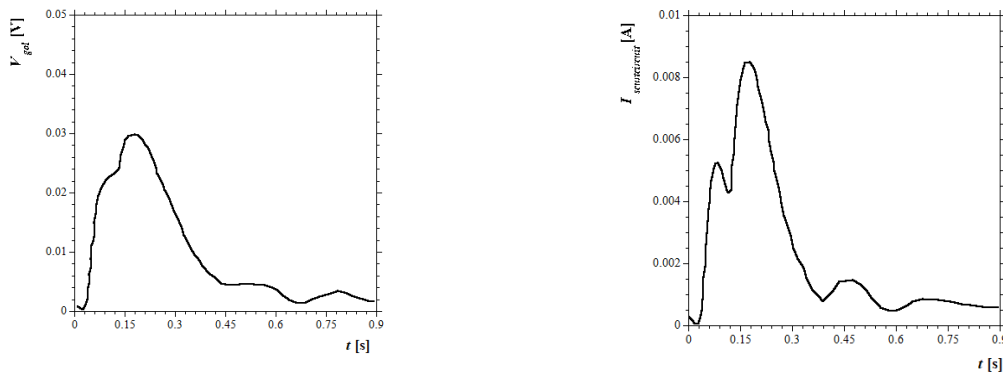
Câmpul electromagnetic este dat de legea inducției electromagnetice, legea fluxului magnetic, respectiv electric, legea circuitului magnetic, legea conducției electrice și legea conservării sarcinii electrice:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v, \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}, \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}, \nabla \cdot \mathbf{J} = 0 \quad (2.18)$$

aici $\mathbf{E}$ [V/m] este intensitatea câmpului electric, $\mathbf{D}$ [C/m²] este inducția electrică, ρ_v [C/m³] este densitatea sarcinii electrice, $\mathbf{B}_r$ [T] este inducția magnetică remanentă, $\mathbf{H}$ [A/m] este intensitatea câmpului magnetic, σ [S/m] conductivitatea electrică.

2.3.3. Rezultatele simulării numerice

Figura 2.11 prezintă tensiunea la mers în gol, respectiv curentul de scurtcircuit.



a. Tensiunea de mers în gol pentru $R_s = 1 \text{ M}\Omega$.

b. Curentul de scurtcircuit pentru $R_s = 1 \text{ }\mu\Omega$.

Fig. 2.11. Tensiunea de mers în gol la bornele circuitului de sarcină, respectiv curentul de scurtcircuit.

Acest lucru pare a indica că rezistența de sarcină încă mai prezintă un anumit nivel de energie înainte de începerea unui nou ciclu.

2.4 CONCLUZII

Dispozitivul piezoelectric este capabil să genereze tensiuni mult mai mari prin integrarea mai multor lamele în construcția sa.

Creșterea valorii f_{PWM} reprezintă o soluție de compromis, dacă aplicația nu permite reglarea după F_{PS} sau f_e și f_m .

Dispozitivul implantabil este capabil să genereze suficientă energie pentru alimentarea un stimulator cardiac, însă dacă se consideră caracteristica de scalabilitate, puterea generată poate crește prin integrarea mai multor canale de curgere de înălțimi mai mari.

CAPITOLUL 3. CONDIȚIONAREA ENERGIEI RECOLTATE

3.1 INTRODUCERE

Etape de condiționare ajustează impedanțele și reduce variațiile de tensiune și curent.

3.1.1 Convertoare de c.c-c.c de comutație electrostatice

Convertoarele de comutație prezintă performanțe superioare și se clasifică, în funcție de elementele de circuit, în convertoare electrostatice și magnetice [29]. În cele electrostatice, transferul și condiționarea energiei se realizează exclusiv prin condensatoare care se conectează la sarcină în cicluri alternante.

3.1.2 Convertoare c.c-c.c de comutație magnetice

În convertoarele de comutație magnetice stocarea energiei se realizează prin condensatoare, iar transferul acestora prin inductoare. Pierderile prin comutație se minimizează. O altă alternativă o reprezintă convertorul flyback (CFB).

3.2 CONVERTORUL FLYBACK

Cât timp primarul este alimentat, *on*, secundarul este decuplat, *off*, și se înmagazinează energie magnetică prin inductivități care ulterior este livrată sarcinii când secundarul se cuplează, *on*, iar primarul se decuplează, *off*. Cantitatea de energie livrată sarcinii determină modul de funcționare CFB.

3.2.1 Construcție și funcționare

Există trei moduri de operare din punct de vedere al transferului de energie [30-37]:

- modul continuu de funcționare (MCF);
- modul discontinuu de funcționare (MDF);
- modul critic de conducție, numit și modul de tranziție (MCC).

Energia magnetică stocată în MDF este parțial livrată sarcinii, ceea ce rezultă într-un timp de repaus între comutația *on-off* care contribuie la pierderi [32].

MCF este caracterizat de pierderi minime la comutație, timp de repaus aproape inexistent.

3.2.2 Dispozitive inductoare ale convertorului flyback

Sunt clasificate diferite tipuri de dispozitive inductoare care intră în componența CFB în funcție de numărul de înfășurări.

3.2.3 Design constructiv

Se prezintă modele de complexități diferite ale TFB, gradual, până se ajunge la modelul nesimplificat pentru care există prototipul construit reprezentat în Fig. 3.1.

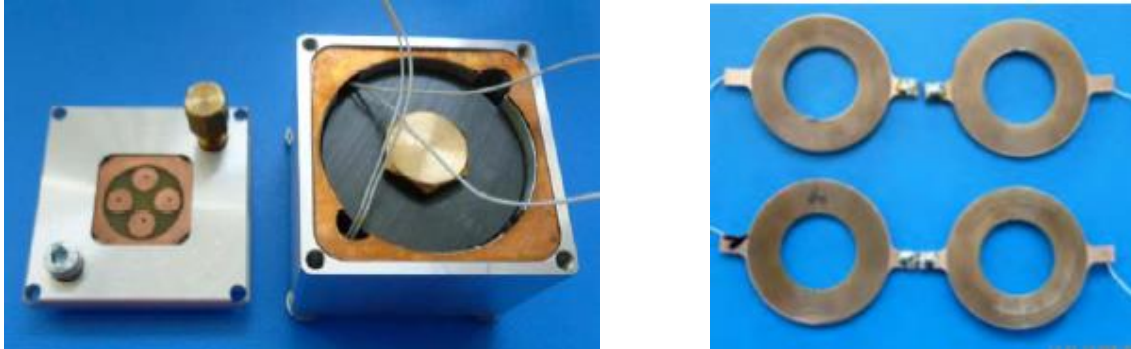


Fig. 3.1. TFB cu miez hibrid, ferită și NFM (stânga) și înfășurările spiralate (dreapta) [38].

Se vor analiza modele constructive de inductoare cu medii nemagnetice, respectiv cu medii magnetice din nanofluid magnetic (NFM).

3.3 UN MODEL SIMPLIFICAT PENTRU UN INDUCTOR (TRANSFORMATOR) CU ÎNFĂȘURĂRI PLANARE SPIRALATE

Modelul simplificat, prezentat în Fig. 3.2, este cel al unui transformator, 1:1, cu înfășurări planare, a câte 30 de spire fiecare.

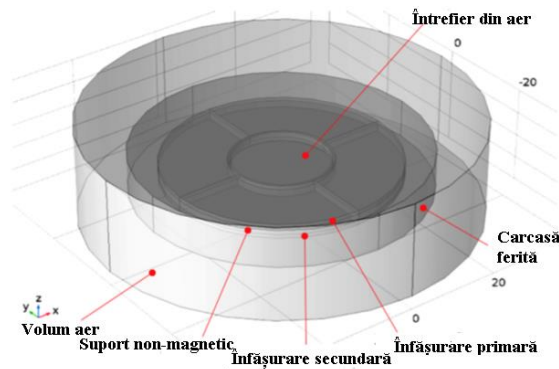


Fig. 3.2. Domeniul de calcul al transformatorului planar, simplificat, cu un întrefier din aer în coloana centrală a miezului. Dimensiunile sunt în milimetri. Înfășurările sunt discuri cilindrice.

3.3.1 Modelul fizic al câmpului electromagnetic în inductorul FB

Problema electrocinetică furnizează distribuția densității curentului electric în înfășurări. Modelul electrocinetic este descris de următoarea relație cu derivate parțiale:

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) = 0, \quad (3.1)$$

unde V [V] este potențialul electric iar σ [S/m] este conductivitatea electrică a înfășurărilor. Condițiile la limită se stabilesc pe bornele acestora prin specificarea condiției de potențial nul. Suprafețele exterioare ale bobinelor sunt izolate electric ($\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0$).

Pentru dispozitivul cu NFM, expresia care descrie dependența M - H poate fi linearizată:

$$M = \alpha \arctan(\beta H) \approx \alpha \beta H = \chi H, \quad (3.2)$$

aici, $\alpha = 7.668 \cdot 10^{-8}$ [A/m] și $\beta = 6,78 \cdot 10^{-4}$ [m/A] sunt constante empirice [37-42], iar χ este susceptivitatea magnetică. Rezolvarea ecuației (3.1) va determina distribuția densității de curent în înfășurări și va rezulta în sursa de câmp magnetic dată de modelul matematic:

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J}, \quad (3.3)$$

unde μ_0 [H/m] este permeabilitatea magnetică a vidului, μ_r este permeabilitatea magnetică relativă și $\mathbf{A}$ [T·m] este potențialul magnetic vector.

3.3.2 Determinarea parametrilor de circuit în regim staționar

Calculul parametrilor de circuit se realizează energetic, în regim staționar, utilizând (3.1). Datele sunt incluse în Tabelul 3.1. Energia magnetică stocată în întrefier este [30]:

$$W_{m,i} = \frac{1}{2} \mu_0 \left(\frac{N_i I_i}{b_w} \right)^2, \quad (3.4)$$

unde N reprezintă numărul de spire ale înfășurării considerate, iar b_w reprezintă distanța, măsurată în metri, de la coloană la carcasa din ferită. Schema electrică care descrie inductorul este inclus în Fig. 3.3.

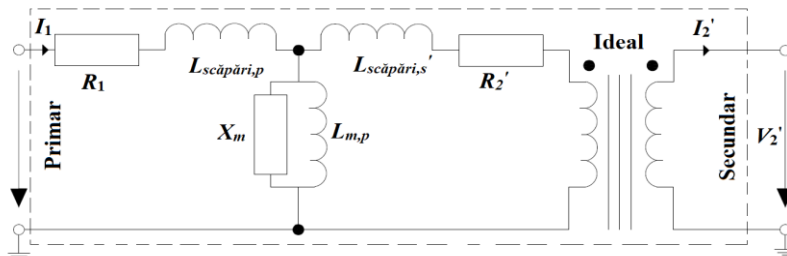


Fig. 3.3. Circuitul electric echivalent care modelează fluxurile magnetice [42].

Modelul matematic a câmpului electromagnetic în regim armonic este:

$$(\mathbf{j}\omega\sigma - \omega^2\epsilon_0\epsilon_r)\tilde{\mathbf{A}} + \nabla \times \left(\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times \tilde{\mathbf{A}} \right) = 0, \quad (3.5)$$

unde $\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{A} - \mathbf{j}\omega^{-1}\nabla V$ reprezintă condiția de etalonare utilizată. Modelul matematic care caracterizează problema de câmp magnetic, respectiv electric, pentru alimentare în PWM este:

$$\Delta \mathbf{H} = \sigma \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}, \quad (3.6,a)$$

$$\Delta \mathbf{E} = \sigma \mu \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}, \quad (3.6,b)$$

3.3.3 Rezultatele numerice ale transformatorului simplificat în regim staționar

Modelul matematic utilizat în rezolvarea problemei este (3.1) și (3.3).

Tabelul 3.1 Parametrii de circuit ai transformatorului.

Parametrii de circuit	Valoare
$L_{11} = L_{22}$ [mH]	17,98
L_{12} [mH]	6,36
$L_{scăpări, C.C.}$ [mH]	12,98
$L_{mag, C.C.}$ [mH]	0,76
$L_{scăpări, PWM}$ [mH]	0,24
$L_{mag, PWM}$ [mH]	0,68

3.3.4 Rezultatele numerice ale transformatorului în regim cvasi – staționar, alimentat la o sursă de tensiune de tip PWM la frecvența de 1 kHz

Se consideră trei cazuri de funcționare ale dispozitivului în regimul cvasi-staționar: aproape de *regimul de scurtcircuit*, $R_s = 1 \mu\Omega$, o valoare intermediară R_s , aproape de *regimul în gol*, cu $R_s = 1 M\Omega$. Figura 3.4 prezintă inducția câmpului magnetic pentru cele două valori R_s .

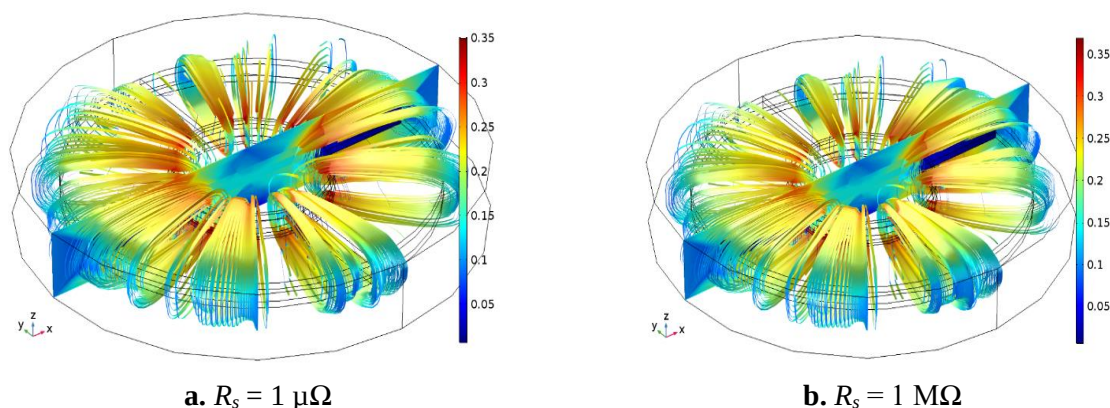


Fig. 3.4 Spectrul inducției magnetice în regim cvasi-staționar la $t = 0,284$ ms (sfârșitul perioadei *on*).

Figura 3.5 prezintă distribuția câmpului magnetic și a densității curentului electric Hertzian pentru momente de timp diferite, corespunzătoare intervalului *on-off*.

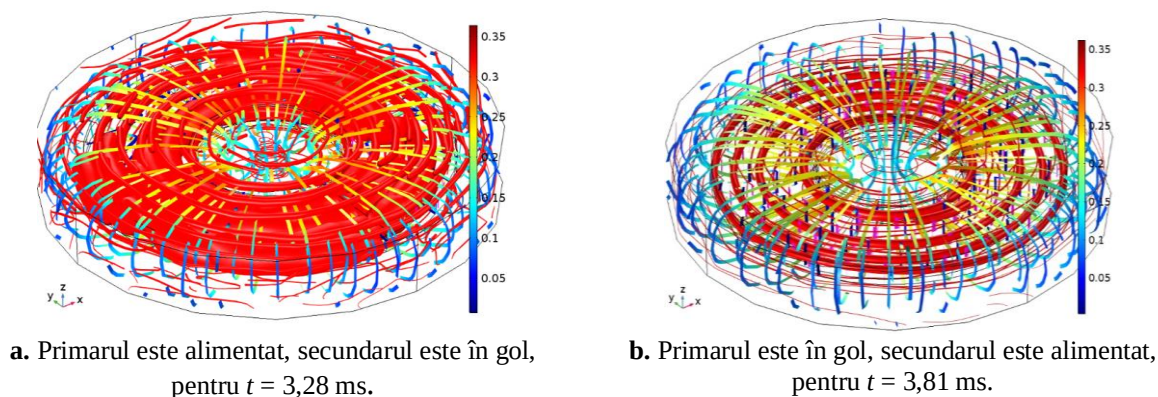


Fig. 3.5. Distribuția densității curentului electric de deplasare, Hertzian, prin tuburi roșii și a inducției magnetice. Valorile sunt în Tesla.

Transformatoarele planare prezintă miezuri magnetice, care permit utilizarea a mai puține spire, deci valori reduse ale rezistențelor în curent alternativ, precum și ale inductivităților de scăpări.

Structura bobinelor permite minimizarea pierderilor la frecvențe înalte datorită distribuției curenților pe suprafața conductorului.

3.4 MODELUL UNUI INDUCTOR FB, MINIATURAL, PLANAR, SIMPLIFICAT, CU NFM – MODEL CONCEPTUAL, SIMPLIFICAT

Se consideră două prototipuri: (A) – medii nemagnetice și (B) – NFM.

3.4.1 Domeniul fizic, de calcul

În Fig. 3.6 se prezintă geometria simplificată a TFB, 1:1. Înfășurările sunt simplificate, reprezentate de discuri cilindrice, alcătuite din spire circulare, concentrice.

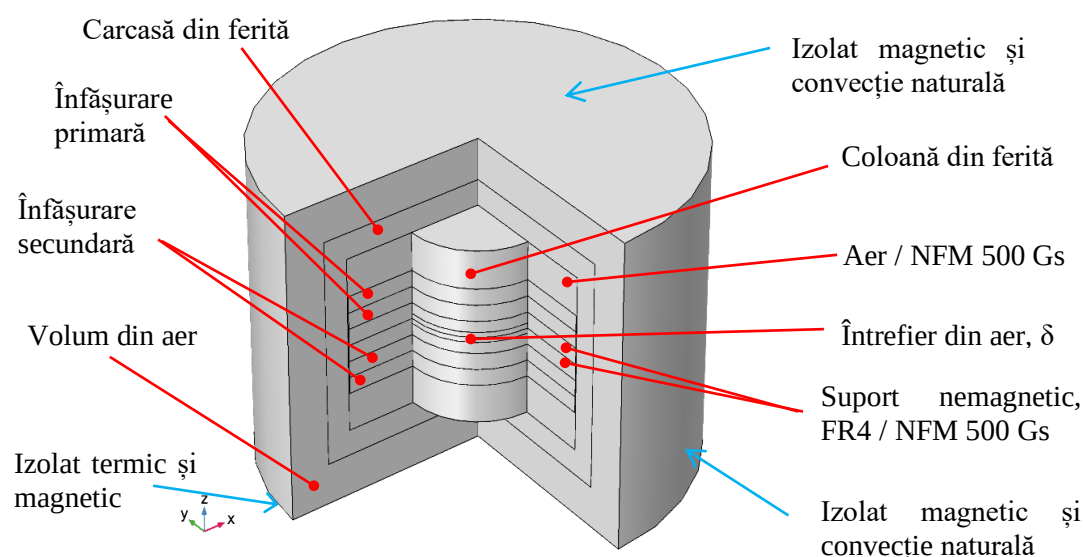


Fig. 3.6. Domeniul de calcul simplificat al TFB având medii magnetice diferite și un întrefier din aer în coloana centrală a carcsei. Înfășurările sunt discuri cilindrice (1:1).

Figura 3.7 prezintă circuitul electric echivalent pentru TFB, alimentat în tensiune PWM la $f = 1$ kHz. Receptorul este marcat cu linie punctată roșie.

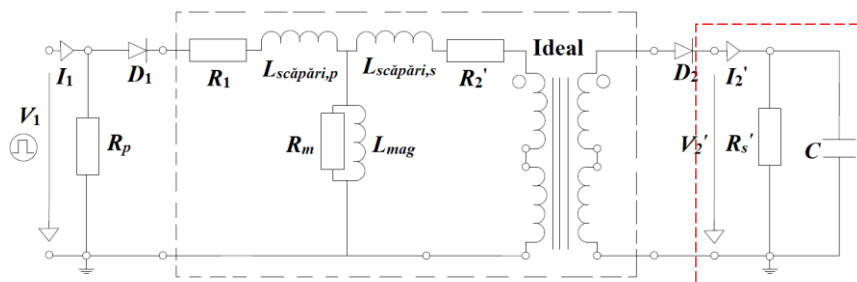


Fig. 3.7. Circuitul echivalent al TFB la tensiunea de alimentare PWM, V_1 , frecvența de 1 kHz, sarcină rezistiv-capacitivă, RC ($C = 0,03$ mF și $R = 1$ Ω).

3.4.2 Dimensionarea circuitului de sarcină pentru variantele constructive

Consumatorul, care se conectează la bornele secundarului, este reprezentat de o diodă emițătoare de lumină, LED (light emitting diode) de culoare roșie.

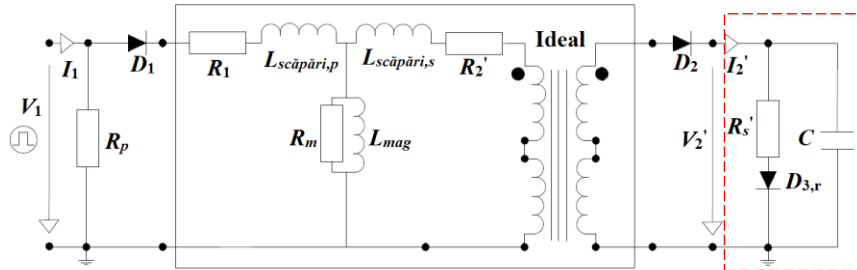


Fig. 3.8. Circuitul electric echivalent pentru o sursă de tensiune PWM, la 10 kHz, cu sarcina alcătuită din RC, respectiv led ($C = 0,03 \text{ mF}$, $R_s = 1 \Omega$).

Figura 3.9 prezintă puterile electrice ale condensatorului pentru diferite valori ale elementelor de circuit determinate în intervalul *off*.

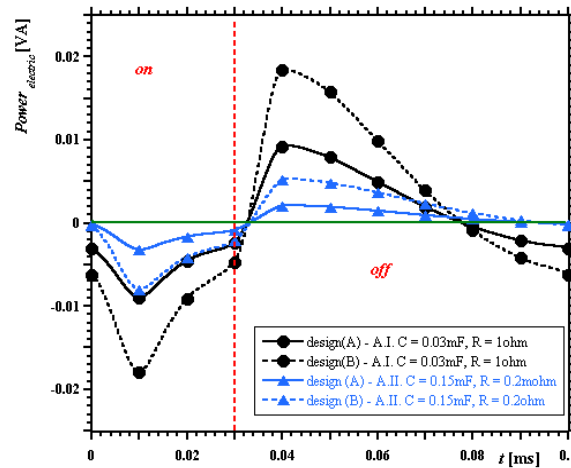


Fig. 3.9. Puterea electrică pentru (A) și (B) pentru I: $RC = 0,03 \text{ ms}$, $R = 1 \Omega$, $C = 0,03 \text{ mF}$, respectiv II: $R = 0,2 \text{ m}\Omega$ și $C = 0,15 \text{ mF}$.

Fig. 3.10 arată dinamica energiei magnetice stocate în întrefierul din aer pentru modelul (A) – fără NFM și diferite valori ale lui R și C , în timpul secvenței *on*.

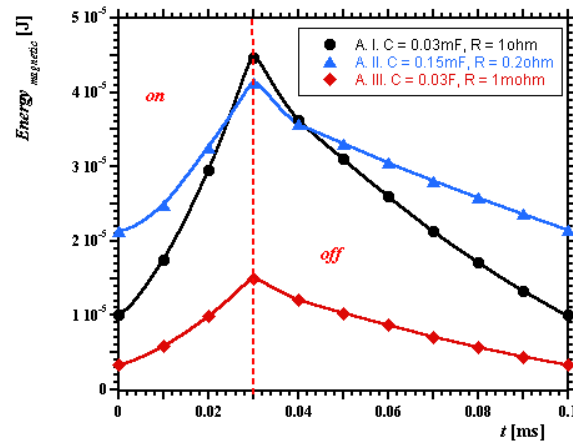


Fig. 3.10. Energia magnetică pentru (A) la (I) $R = 1 \Omega$ și $C = 0,03 \text{ mF}$, (II) $R = 0,2 \text{ m}\Omega$ și $C = 0,15 \text{ mF}$, (III) $R = 1 \text{ m}\Omega$ și $C = 0,03 \text{ F}$.

Prin scăderea valorii capacității de sarcină, C , puterea crește, însă dispozitivul nu se descarcă complet când intervalul *off* începe, care rezultă într-un circuit secundar desincronizat față de tensiunea *PWM*.

3.4.3 Rezultatele simulării numerice pentru TFB, miniatural, simplificat în regim cvasi – staționar, alimentat la o sursă de tensiune *PWM* la frecvența de 10 kHz

Figura 3.11 arată distribuția câmpului magnetic când primarul este alimentat și secundarul este în gol, $\delta = 1 \text{ mm}$, pentru ambele prototipuri, (A) și (B).

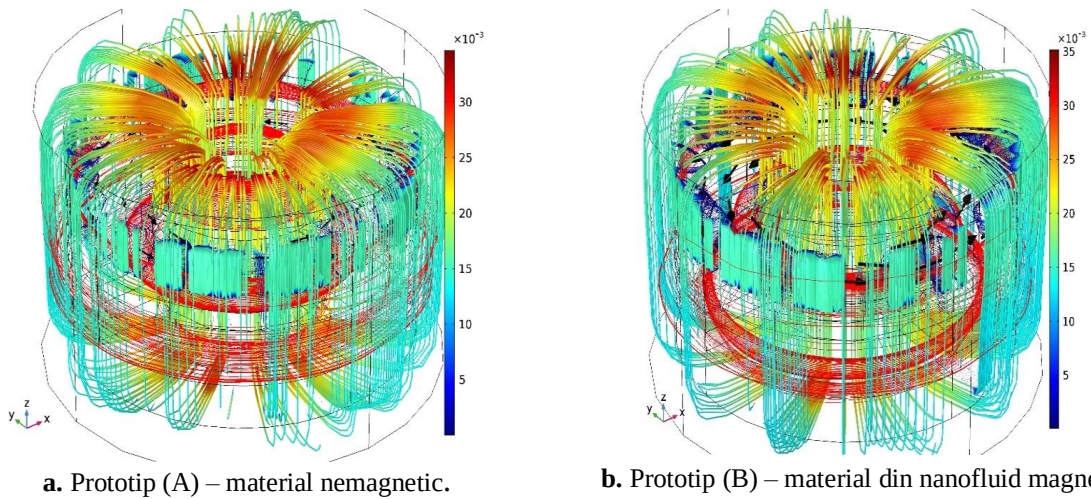


Fig. 3.11. Inducția magnetică și liniile densității curentului electric de deplasare, Hertzian, $\delta = 1 \text{ mm}$, medii magnetice diferite, $C = 0,03 \text{ mF}$ și $R = 1 \Omega$ la $t = 0,13 \text{ ms}$. Valorile sunt în Tesla.

Câmpul termic este descris de legea generală, în formă staționară:

$$\nabla \cdot (k \nabla T) + \dot{Q} = 0, \quad (3.7)$$

unde k [$\text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$] este conductivitatea termică, T [K] este temperatura și $\dot{Q}$ [W/m^3] este sursa de căldură (pierderile prin efect Joule din înfășurări). Valorile efective ale curenților sunt incluse în Tabelul 3.2.

Tabelul 3.2. Valorile efective ale curenților primari și secundari

δ [mm]	Prototipul (A)		Prototipul (B)	
	I_{primar} [A]	I_{secundar} [A]	I_{primar} [A]	I_{secundar} [A]
1	0,171	0,302	0,199	0,387
0,5	0,148	0,304	0,172	0,383
0,25	0,145	0,294	0,169	0,377
0,1	0,54	0,351	0,187	0,419

Sursa de căldură poate fi considerată staționară. Mișcarea NFM este neglijată. Se constată o comportare izotermă cu diferențe de până la un grad între modelul (A) și (B).

3.4.4 Rezultatele simulării numerice pentru TFB, simplificat, în regim cvasi – staționar, la frecvența de 100 kHz

Se prezintă rezultatele pentru $f = 100$ kHz, $RC = 0,03$ ms și două cazuri: pentru (I) cu $C = 0,03$ mF și $R = 1$ Ω , respectiv (III) $C = 0,03$ F și $R = 1$ m Ω . Pentru modelul (A), cazul (I) $C = 0,03$ mF și $R = 1$ Ω , energiile magnetice au valori ușor mai mari față de (III), $C = 0,03$ F și $R = 1$ m Ω , unde, indiferent de dimensiunea δ , se păstrează aceeași valoare de vârf. Pentru modelul (B) – NFM, cazul (III), valorile sunt mai mari față de (I).

3.5 TFB MINIATURAL, CU ÎNFĂȘURĂRI SPIRALATE LA FRECVENȚA DE 10 KHz, AVÂND MEDII MAGNETICE DIFERITE

3.5.1 Domeniul de calcul

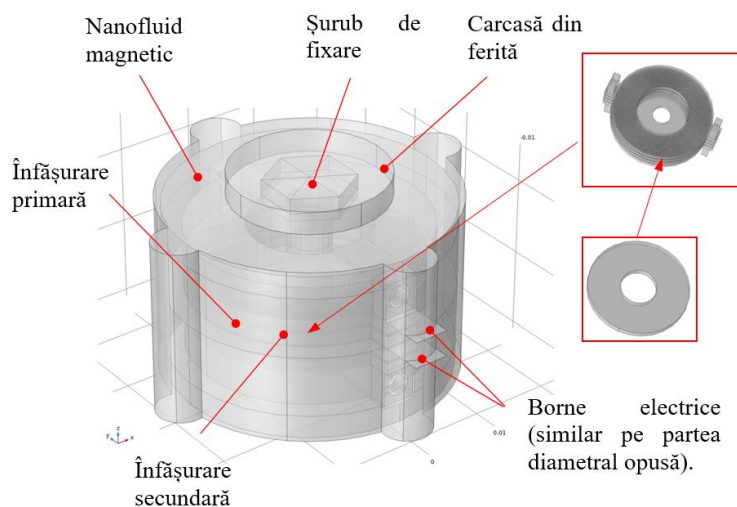
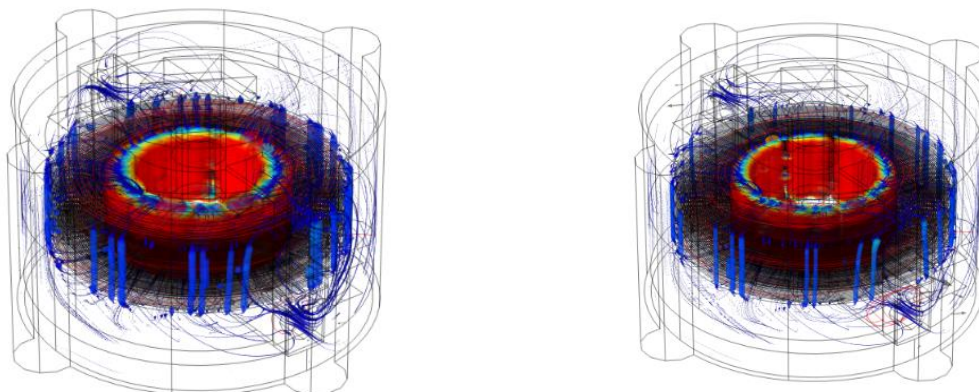


Fig. 3.12. Domeniul de calcul al inductorului FB nesimplificat.

3.5.2 Rezultatele simulării numerice

Figura 3.13 prezintă inducția magnetică pentru ambele modele, cu și fără NFM.

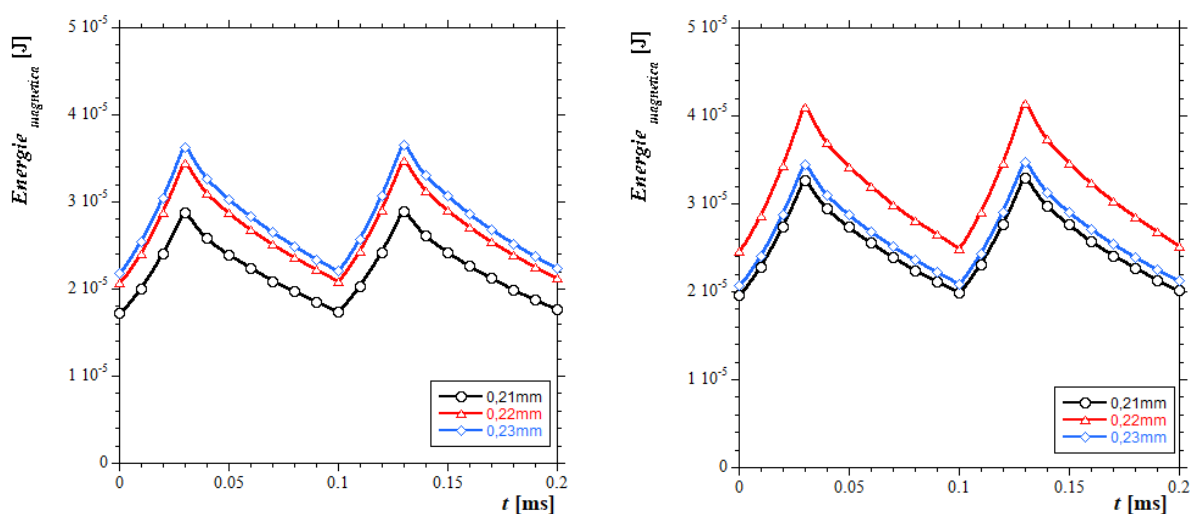


a. Prototip (A) – material nemagnetic, $B_{max} = 1,2$ T.

b. Prototip (B) – material din NMF, $B_{max} = 1,8$ T.

Fig. 3.13. Inducția magnetică și liniile densității curentului electric de deplasare, Hertzian, pentru un întrefier $\delta = 0,22$ mm, medii magnetice diferite, $C = 0,03$ mF și $R = 1 \Omega$, la $t = 0,353$ ms.

Figura 3.14 prezintă energia stocată în întreg dispozitivul pentru modelul, (A) – fără NFM, respectiv (B) – cu NFM, pentru diferite valori δ .



a. Modelul (A) – medii nemagnetice, aer și FR4.

b. Modelul (B) – medii magnetice, NFM 500.

Fig. 3.14. Variația energiei magnetice pentru ambele modele și pentru diferite valori ale lui δ .

3.5 TRANSFORMATORUL DE SEPARARE

Izolația dintre înfășurarea primară și secundară minimizează fenomenul de conducție.

3.5.1 Transformatorul cu izolație galvanică în sistemele de recoltare a energiei

Transformatorul este prevăzut cu o folie de ecranare pentru limitarea fluxurilor de scăpări, situată între înfășurări și suportul de bază, realizată dintr-un material magnetic moale.

3.5.2 Domeniul de calcul

Se analizează un transformator monofazat, simplificat, de putere redusă, 1:1, alimentat la o tensiune sinusoidală $V_1 = 20$ V, la frecvența $f = 50$ Hz, în regim tranzitoriu, cu $R_s = 100 \Omega$. Circuitul electric echivalent este prezentat în Fig. 3.15 împreună cu domeniul de calcul.

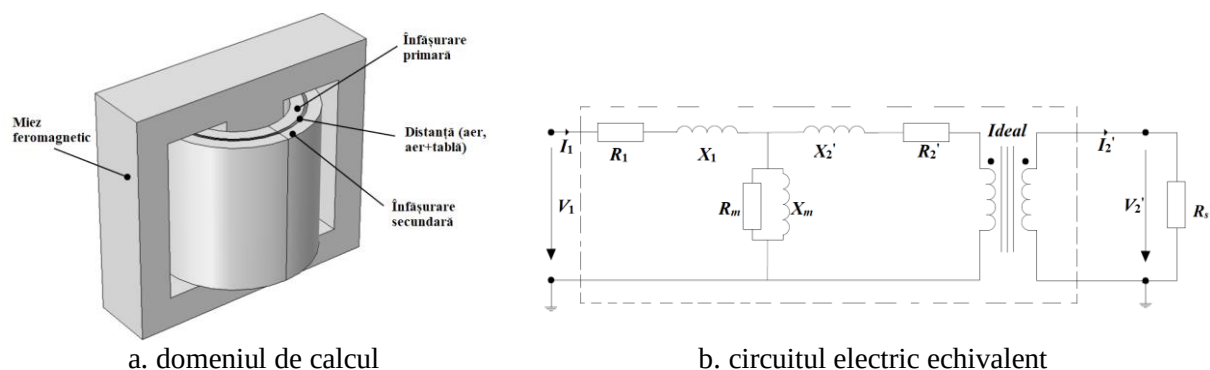


Fig. 3.15. Domeniul de calcul și circuitul electric echivalent care modelează fluxurile magnetice pentru transformatorul de putere redusă studiat [43].

Se consideră diferite distanțe dintre înfășurări, d . Se consideră un al doilea model care are la jumătatea distanței un ecran magnetic. Ultimul caz consideră $d_6 = 6$ mm și se variază poziția ecranului în raport cu înfășurările. Pentru miezul transformatorului se utilizează o relație de dependență neliniară între inducția magnetică, $\mathbf{B}$ și intensitatea câmpului magnetic, $\mathbf{H}$, dată de relația:

$$\mathbf{H} = f(\mathbf{B}) \frac{\mathbf{B}}{|\mathbf{B}|}, \quad (3.8)$$

Pentru calculul reactanței de magnetizare, X_m , se utilizează energia magnetică stocată în volumul miezului pentru calculul inductivității de magnetizare, $L_m = \frac{2}{I^2} \int_V \frac{\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}}{2} dV$ [44] și ulterior aceasta este introdusă în formula de calcul a reactanței, $X = \omega L$.

3.5.4 Rezultatele simulării numerice

Valorile rezistențelor și reactanțelor sunt calculate și incluse în Tabelul 3.3 Acestea sunt calculate pe baza unui regim tranzitoriu, la frecvența $f = 50$ Hz, și tensiunea $V_1 = 20$ V.

Tabelul 3.3 Valorile rezistențelor și reactanțelor pentru diferite dimensiuni ale distanței dintre înfășurări, cu și fără ecran magnetic.

d [mm]	cu aer					cu aer și ecran				
	$R_1[\Omega]$	$R_2[\Omega]$	$X_1[\Omega]$	$X_2[\Omega]$	$X_m[\Omega]$	$R_1[\Omega]$	$R_2[\Omega]$	$X_1[\Omega]$	$X_2[\Omega]$	$X_m[\Omega]$
1	0,812	1,057	53,92	79,772	282,84	0,781	1,042	53,26	78,61	280,45
2	0,812	1,061	53,76	78,841	282,051	0,781	1,066	52,79	77,97	279,82
3	0,812	1,079	53,45	78,și542	281,91	0,781	1,085	52,45	77,49	279,58
4	0,812	1,098	53,03	78,356	281,73	0,781	1,112	52,52	77,63	279,71
5	0,812	1,108	52,88	78,014	281,46	0,781	1,133	52,57	77,72	279,84
6	0,812	1,112	52,64	77,896	281,18	0,781	1,168	52,69	77,84	279,98

Tabelul 3.4 prezintă valorile parametrilor pentru al treilea caz și pentru două dimensiuni ale ecranului magnetic (0,4 mm, respectiv 0,05 mm).

Tabelul 3.4 Valorile rezistențelor și reactanțelor pentru diferite dimensiuni ale distanței ecranului față de înfășurarea primară și două grosimi ale acestuia.

$d[\text{mm}]$	0,4 mm					0,05 mm				
	$R_1[\Omega]$	$R_2[\Omega]$	$X_1[\Omega]$	$X_2[\Omega]$	$X_m[\Omega]$	$R_1[\Omega]$	$R_2[\Omega]$	$X_1[\Omega]$	$X_2[\Omega]$	$X_m[\Omega]$
0	0,773	1,1915	54,47	80,66	284,36	0,781	1,1618	53,29	79,04	283,85
1	0,773	1,1915	54,11	80,48	284,01	0,781	1,1641	53,46	79,70	283,62
2	0,773	1,1921	54,02	80,60	283,82	0,781	1,1624	52,67	78,75	283,37
3	0,773	1,1952	54,56	81,61	283,57	0,781	1,1639	52,83	79,17	283,54
4	0,773	1,1957	54,39	81,64	283,22	0,781	1,1641	52,63	79,09	283,68
5	0,773	1,195	53,99	81,36	283,04	0,781	1,1641	52,46	79,08	283,47
6	0,773	1,1944	53,64	81,17	282,87	0,781	1,640	52,21	79,05	283,53

Modelul simulat este în sarcină, la $R_s = 100 \Omega$, excitația bobinelor este în tensiune, iar valoarea tensiunii de alimentare, sinusoidale la $V_1 = 25 \text{ V}$, și $f = 50 \text{ Hz}$, cât timp formele de undă nu se deformează, păstrându-și aspectul sinusoidal, miezul feromagnetic nu se saturează.

3.6 CONCLUZII

Utilizarea mediilor puternic magnetice determină valori ridicate ale energiei magnetice și funcționează ca un factor adițional de cuplaj între înfășurări. Când se dimensionează circuitul de sarcină trebuie să se aibe în vedere constanta de timp RC și factorul de umplere.

CAPITOLUL 4 STOCAREA ENERGIEI RECOLTATE

4.1 INTRODUCERE

Energia totală trebuie să fie mai mare decât energia consumată. În dimensionarea sistemelor de EH trebuie cunoscut apriori capacitatea de stocare și consumul total.

4.2 DISPOZITIVE DE STOCARE A ENERGIEI

Alegerea dispozitivului de alimentare se face ținând cont de necesitatea și constrângerile energetice impuse la nivel de aplicație sau ansamblu ce urmează a fi alimentat.

4.2.1 Acumulatori

Bateriile cele mai utilizate sunt din zinc, litiu, respectiv alcaline. Cele din zinc prezintă cea mai mare densitate de energie, 3780 J/cm^3 , însă cea mai mică durată de viață față de litiu, cu 2880 J/cm^3 , și cele alcaline, cu 1200 J/cm^3 și o durată de viață intermediară [45].

4.2.2 Supercondensatoare

SC prezintă valori scăzute ale impedanței interne, durate de viață lungi, însă au o densitate de energie redusă și o viteză rapidă de autodescărcare, de până la 5,9 % pe zi.

4.2.3 Alte dispozitive de stocare a energiei

Dezvoltarea *microbateriilor* se datorează dimensiunilor din ce în ce mai reduse ale nodurilor care necesită o integrare adecvată, principalul obstacol este puterea de ieșire redusă.

Dependența invers proporțională a tensiunii –curent face destul de dificilă integrarea *micropilelor de combustie* în etapa de alimentare fără circuite electronice suplimentare. Integrarea *micromotoarelor termice* la scală redusă era dificil de realizat. Datorită utilizării siliciului în etapa de microfabricație s-au eliminat obstacolele și s-au atins valori de 10-20 W pentru eficiențe de 5-20 % [29,45].

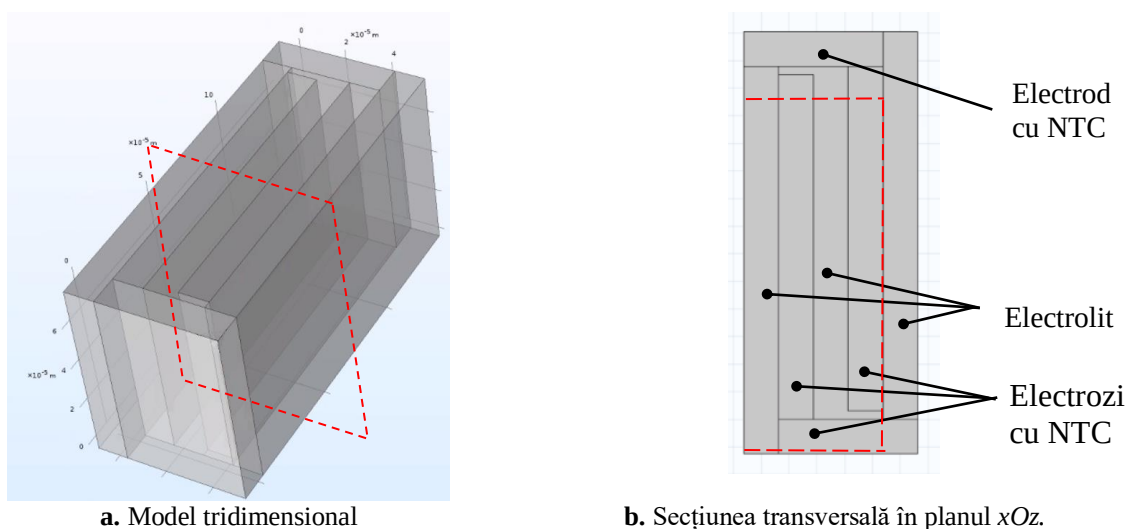
4.3 SISTEME CU SUPERCONDENSATOARE, INTERDIGITATE, COMPACTE

4.3.1 Supercondensatoare cu nanotuburi de carbon

Se aplică LC pentru îmbunătățirea performanțelor SC planare cu configurație interdigitată a electrozilor [46].

4.3.2 Domeniul de calcul

Figura 4.3 prezintă forma inițială a celulei elementare.



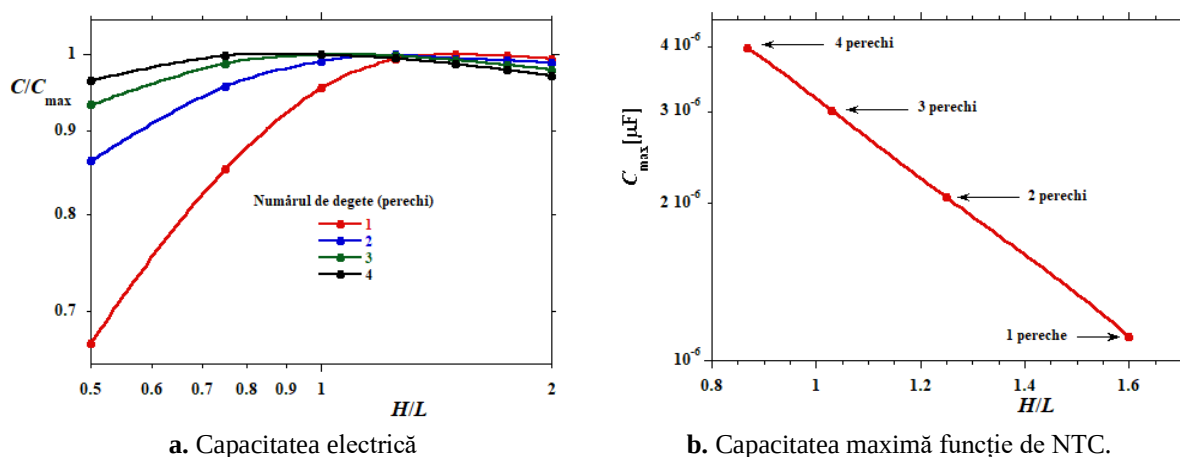


Fig. 4.2. Prima secvență de optimizare [46].

Similar, Fig. 4.3,a prezintă rezistența electrică a celulei elementare ca funcție a FF, iar pentru Fig. 4.3,b variația constantei de timp în raport factorul de formă.

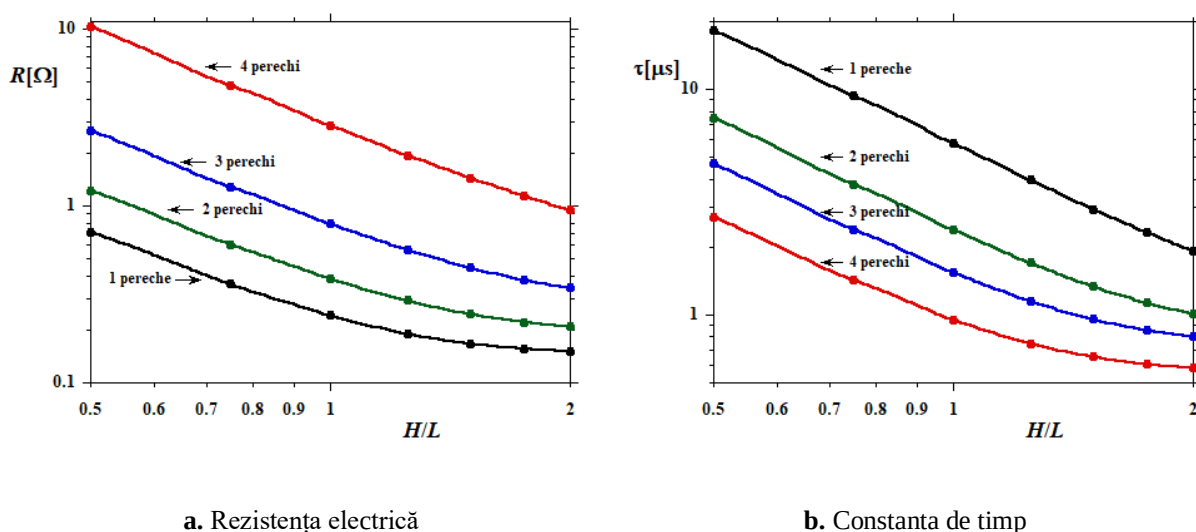


Fig. 4.3. Rezistența electrică, respectiv constanta de timp a celulei elementare optime în funcție de numărul de blocuri NTC. A doua secvență de optimizare.

Structura optimă a celulei ține seamă și de constanta de timp, $t = RC$.

4.3.4 Ansambluri de ordin superior

Se prezintă primele patru ansambluri de ordin superior obținute prin ogindiri successive ale celulei elementare. Strategia de ansamblare se bazează pe conexiuni paralele, successive, de ansambluri de ordin inferior în cele de ordin superior.

4.3.5 Concluzii

LC este aplicată în vederea îmbunătățirii performanțelor supercondensatoarelor planare cu electrozi cu NTC și configurații de electrozi interdigitați. NTC și electrolitul dintre

acestea sunt reprezentate de blocuri omogene cu permitivități anizotrope relative. Singura variabilă în secvența de optimizare este FF. Ariile celulei SCNT, a NTC și a electrolitului sunt considerate constante. Capacitatea maximă este proporțională cu numărul de NTC. Rezistența descrește monoton cu FF.

4.4 CONCLUZII

Pentru cazul particular, nodurile senzorilor wireless, etapa de stocare nu poate lipsi. Prin utilizarea secvențelor de optimizare a SC se urmărește atingerea unor valori mai ridicate ale densității de energie pentru aceleași avantaje de funcționare.

CAPITOLUL 5 REȚELE DE SENZORI WIRELESS

5.1 INTRODUCERE

Avantajele EH implică reducerea sau eliminarea costurilor bateriilor și mentenanței lor, avertizarea automată a nodurilor cu privire la energia disponibilă (energy aware), respectiv gestionarea resurselor energetice disponibile.

5.2 NODURILE SENZORILOR WIRELESS

5.2.1 Componente principale ale nodurilor WSN

Componentele de bază [47] ale unui nod al senzorului wireless sunt prezentate în Figura 5.2. Cea mai simplă structură a unui nod se poate reduce la următoarele componente:

- emițător-receptor (Radio – Frecvență);
- microcontroler (MCU) pe 8 biți;
- senzor și sursă de alimentare;
- alte circuite suplimentare pasive.

Emițătoarele RF trebuie să aibă o putere de ieșire reglabilă (care să permită optimizarea puterii de transmisie) accesată prin intermediul registrelor de memorie.

Sarcinile nodurilor sunt coordonate de MCU. MCU utilizate în WSN vor avea curenți de repaus de aprox. 1 μ A, timp redus de trezire și capacitatea de interfatare cu o gamă largă de periferice.

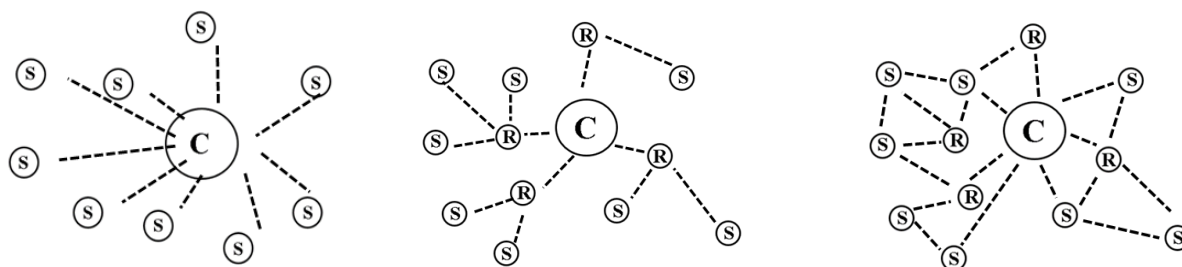
5.2.2 Caracteristici ale nodurilor senzorilor wireless

- Durata de viață
- Consumul de energie
- Timpul de așteptare
- Precizia
- Toleranță la erori
- Scalabilitate
- Capacitate rețelei
- Rata de succes

WSN sunt sisteme complexe, compuse dintr-un număr de noduri care încorporează MCU și periferice care comunică, de obicei, prin RF, consumul este între 100 μ W-10 mW. Comunicarea în WSN se realizează, de regulă pe o rază scurtă, de la 10 m ... 100 m.

5.2.3 Topologii de rețea

Schema de rutare (transmisie) poate fi în clasificată în: direct, în mai multe salturi sau în mai multe salturi, în grup [48]. Figura 5.1 ilustrează diferite topologii de rețea, unde S reprezintă senzorii wireless, C este nodul coordonator, central, iar R sunt routere.



a. Configurația stea.

b. Configurație ramificată.

c. Configurație arborescentă.

Fig. 5.1 Topologii de rețea pentru nodurile senzorilor wireless

Este important de observat că rețeaua cu configurație stea nu poate dispune decât de un singur nod central ceea ce o face vulnerabilă în caz de avarie.

5.3 SIMULAREA UNEI REȚELE DE SENZORI WIRELESS

5.3.1 Configurația rețelei

Configurația rețelei formată din 50 de noduri și o antenă RF de emisie – recepție dispuse aleatoriu pe o suprafață de 400×400 m² este prezentată în Fig. 5.2.

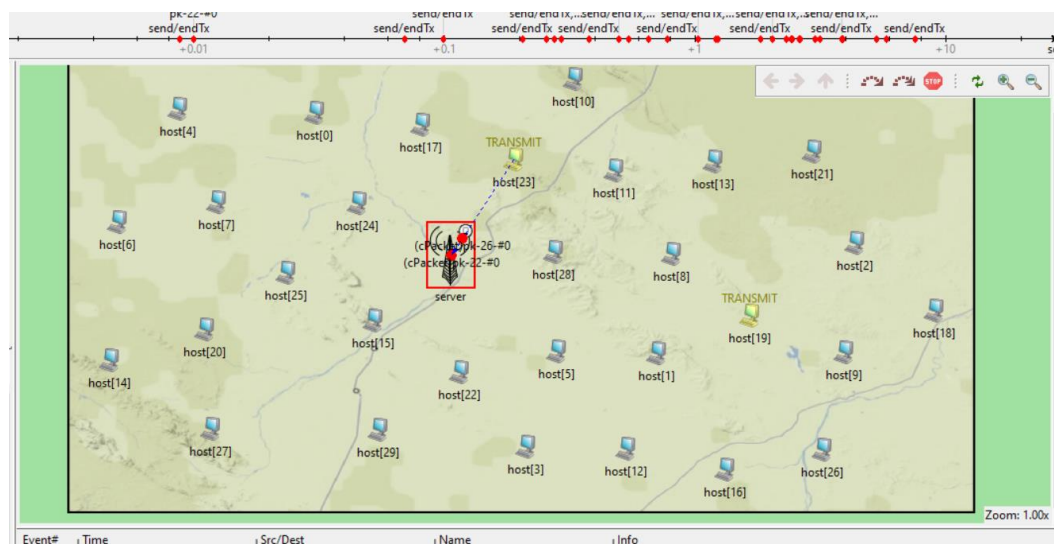


Fig. 5.2. Configurația unei rețele de senzori wireless cu 50 de noduri și o stație de emisie – recepție.

După ce au transmis datele măsurate, nodurile transmițătoare devin inactive.

5.3.2 Rezultatele simulării

Figura 5.3 prezintă numărul de noduri active pe intervalul a 50 de cicluri pentru rețeaua cu 30 de noduri, respectiv cu 50 de noduri. Un ciclu este alcătuit din 1000 ms.

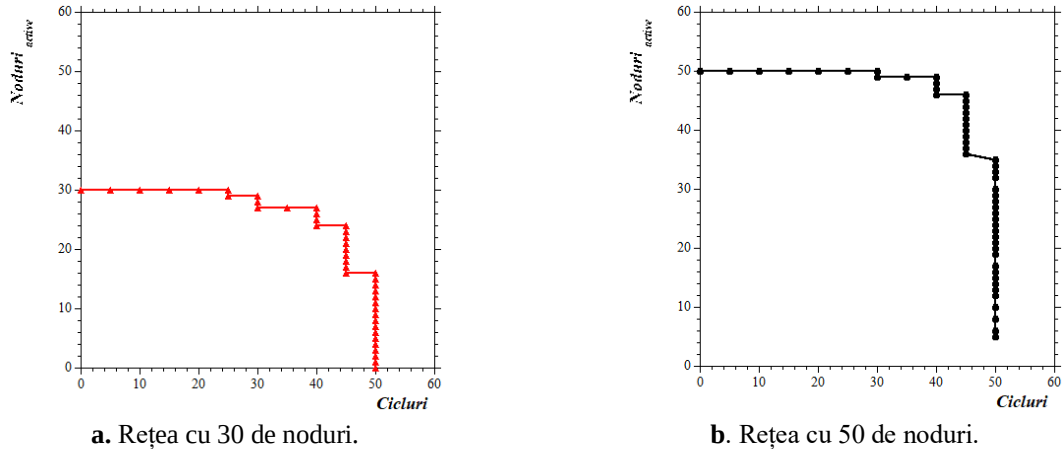


Fig. 5.3. Numărul de noduri active pe intervalul a 50 de cicluri, corespunzătoare a 50 s, amplasate pe o suprafață de $400 \times 400 \text{ m}^2$, pentru ambele rețele WSN.

Pachetele de date achiziționate au dimensiunea de 1500 biți, iar mesajele transmise au o dimensiune de 500 biți. Fig. 5.4 prezintă variația energiei medii consumate pentru ambele cazuri considerate, pe un interval de 50 de cicluri, corespunzătoare a 50 s.

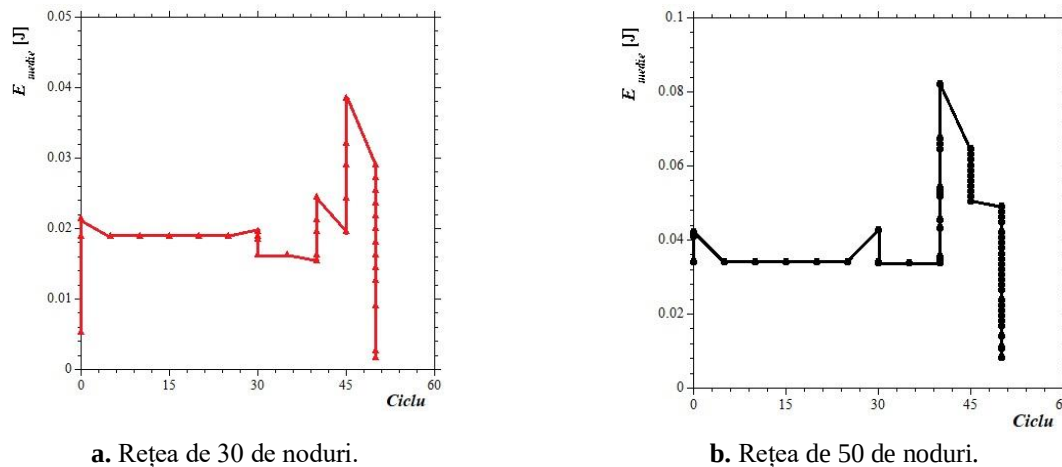


Fig. 5.4. Consumul mediu de energie pe intervalul a 50 de cicluri, corespunzătoare a 50 s, a nodurilor WSN amplasate pe o suprafață de $400 \times 400 \text{ m}^2$, pentru ambele cazuri considerate.

Se poate observa caracteristica de scalabilitate a rețelei.

5.3.3 Concluzii

E de preferat ca rețelele de senzori wireless să fie proiectate în așa măsură încât transmisia pachetelor să se facă la un consum minim. Protocoalele directe, cu un singur salt, au dezavantajul de a transmite datele pe rând, fără a ține seamă de distanță și fără a implica alte noduri. Distanța dintre senzori și nodul central dictează consumul de energie, care pentru

transmisia datelor nodurile aflate în imediata proximitate este minim. Consumul crește când mai multe date sunt transmise.

CONCLUZII GENERALE, CONTRIBUȚII ȘI PERSPECTIVE DE DEZVOLTARE

C1. CONCLUZII GENERALE

Lucrarea prezintă, sub forma unui sistem general de recoltare a energiei, o serie de metode și modele de conversie a energiei pentru aplicații de putere redusă, consumatorul final fiind reprezentat de nodurile unei rețele de senzori wireless.

S-au prezentat diferite surse de energie, metode de recoltare și materiale utilizate în conversia energiei. Se prezintă trei dispozitive din blocul convertoarelor primare mecano-electrice care pot fi utilizate în sistemele de EH. Primul dispozitiv este un convertor piezoelectric, scalabil, utilizat în diferite articulații. Sunt prezentate două modele constructive.

Al doilea dispozitiv este un AMS care prezintă proprietatea reversibilității funcționării. Se compară rezultatele obținute pentru AMS alimentat în tensiune, respectiv în curent *PWM* la $f_{PWM} = 100$ Hz. Se evaluează efectul frecării părților mobile și pentru AMS cu excitație în tensiune *PWM*, pentru care frecarea este neglijată, se introduce resortul mecanic, prin F_{PS} , care determină revenirea în poziția inițială a tijei de acționare. Se realizează o analiză spectrală prin calculul frecvențelor electrice, f_e , specifice frecvenței de alimentare *PWM*, f_{PWM} , a frecvențelor proprii mecanice, f_m , respectiv a frecvențelor de deplasare a tijei, f_d , analiză necesară funcționării stabile a AMS. Se elimină armonicile secundare care apar în deplasarea tijei și care destabilizează funcționarea AMS prin creșterea nivelului de prestrângere, considerând f_e și f_m . Ajustarea după f_{PWM} reprezintă un compromis care rezultă în deplasări reduse.

Ultimul convertor mecano-electric este un dispozitiv care utilizează deformarea pereților unui vas arterial pentru a pune în mișcare un fluid cu conductivitate electrică ridicată în câmp magnetic staționar. Se conectează la bornele electrozilor o rezistență de sarcină.

Se modelează un transformator prevăzut cu întrefier în coloana centrală a miezului feromagnetic. Se analizează funcționarea în regim staționar, respectiv în tensiune *PWM*, la frecvența $f = 1$ kHz, cu factorul de umplere $D = 0,3$ pentru care se modelează regimul de mers în gol, scurtcircuit și sarcină. Se calculează parametrii de circuit.

Se modelează un inductor FB alimentat în tensiune *PWM*, la $f = 10$ kHz, cu înfășurări cilindrice, modelul (A) cu medii nemagnetice și (B) cu NFM. Se analizează energia magnetică stocată pentru diferite valori ale întrefierului. Se determină valoarea optimă a dimensiunii δ . Se realizează un studiu termic în regim staționar. Se dimensionează circuitul secundar.

Se realizează simularea numerică și pentru modelul nesimplificat cu înfășurări spiralate la $f = 10$ kHz. Se constată că dimensiunea întrefierului pentru care avem valoarea maximă a energiei se regăsește în jurul valorii $\delta = 0,22$ mm pentru modelul (B) – cu NFM.

Se analizează un transformator, 1:1, de izolație galvanică la $f = 50$ Hz și la 20 V, tensiune alternativă. Se prezintă rezultatele pentru cazul când avem doar aer între înfășurări și când, la jumătatea distanței, d , se introduce un ecran magnetic. Se variază distanța de la 1 mm ... 6 mm, când secundarul atinge miezul, pentru ambele versiuni (fără și cu ecran). Pentru cazul când se consideră atât aer, cât și ecran dispus la jumătatea distanței se analizează și regimul armonic. Se calculează rezistențele și reactanțele înfășurării primare, respectiv secundare, precum și valoarea reactanței de magnetizare prin metode energetice. Parametrii de circuit se calculează și atunci când se consideră ecranul lipit de înfășurarea primară, respectiv, din mm în mm, deplasându-se spre cea secundară. Aici, se consideră distanța maximă dintre înfășurări, 6 mm și două dimensiuni ale ecranului.

Se prezintă diferite configurații ale nodurilor WSN, iar pentru configurația ramificată se realizează o rețea de senzori wireless cu 50, respectiv cu 30 de noduri, amplasate aleatoriu pe o suprafață de 400×400 m². Protocolul de transmisie este unul în mai multe salturi.

C2. CONTRIBUȚII ORIGINALE

Studiul convertorului mecano-electric pentru recoltarea energiei biomecanice prin utilizarea materialelor piezoelectrice și a mișcării de rotație a articulației cotului.

Analiza electromagnetică și spectrală, prin calculul frecvențelor proprii mecanice, electrice și de deplasare, a unui AMS alimentat de la surse de tensiune PWM la frecvența $f_{PWM} = 100$ Hz, cu un factor de umplere $k = 30\%$ pentru care se stabilește nivelul optim al prestrângerii resortului mecanic pentru funcționarea stabilă. Se compară rezultatele obținute la excitația în curent cu cele obținute la excitație în tensiune a înfășurărilor. Ulterior se consideră și efectul frecării la nivelul atelajului superior (tija de acționare, piesa intermediară din oțel și plăcuța superioară a carcasei din Fe). Analiza spectrală neglijează frecarea.

Studiul unui convertor mecano-electric implantabil care utilizează câmpul de deformare al pereților arteriali pentru a pune în mișcare, în câmp magnetic staționar, un fluid cu o puternică conductivitate electrică în compartimente aflate în afara vasului de sânge. Domeniul fizic, de calcul este preluat din literatura de specialitate. Se analizează regimul de mers în gol și cel de scurtcircuit pentru o sarcină rezistivă conectată la bornele electrice. Puterea dezvoltată de dispozitiv se regăsește în jurul a 0,1 mW.

Dezvoltarea unor modele numerice, cu complexitate graduală, a inductoarelor electrice flyback. Se realizează un studiu de optimizare a dimensiunii întrefierului din aer, din coloana centrală a miezului magnetic. Se analizează influența utilizării mediilor puternic magnetice în construcție.

Realizarea unei rețele de senzori wireless și a protocolului de transmisie în mai multe salturi a pachetelor de date în OMNET++ pentru care se calculează energia disponibilă a nodurilor după transmisia pachetelor de date.

C3. PERSPECTIVE DE DEZVOLTARE

Utilizarea și analiza numerică a modelului de construcție CAD pentru proteza articulației genunchiului și a convertorului, pentru care deja s-a realizat o modelare numerică, într-un ansamblu unitar. Analiza numerică a transmisiei mișcării de rotație de la proteză la dispozitiv.

Realizarea generatorului MS prin inversarea funcționării AMS și realizarea unei analize termice.

Elaborarea și studiul unor noi circuite, de complexități diferite, de conversie a energiei pentru inductoarele flyback pentru maximizarea energiei recoltate și minimizarea pierderilor.

Elaborarea și studiul unui nou model de transformator de separare galvanică pentru un ecran alcătuit din material puternic conductor electric (cupru) și material slab conductor electric (ecranul magnetic utilizat deja în simulare).

Extinderea studiilor numerice pentru alte dispozitive care utilizează alte surse de energie.

Realizarea unor modele numerice pentru dispozitive de stocare a energiei și optimizarea structurală și constructală a acestora.

Realizarea unor noi rețele de senzori wireless și îmbunătățirea sau realizarea unor noi protocoale de transmisie a datelor pentru minimizarea consumului de energie.

ANEXE

Cod pentru nodurile senzorilor și calcul energiei consumate.

BIBLIOGRAFIE

- [1] A. Bejan, J. Peder Zane, "Design în natură, cum guvernează legea constructală evoluția în biologie, fizică, tehnologie și organizarea socială", Editura Agir, 2013, ISBN: 978-973-720-476-9.
- [2] A. Bejan, S. Lorente, "Teoria constructală", Editura Agir, 2011, ISBN: 978-973-720-293-2.
- [3] A.M. Morega, "Sisteme fotovoltaice. Monografie", notițe de curs, https://curs.upb.ro/pluginfile.php/303328/mod_resource/content/1/Monografie_SFV.pdf, accesat la data de 24.11.2020.
- [4] G. Balasubramanian, S. Singaravelu, "Fuzzy logic controller for the maximum power point tracking in photovoltaic system", *International Journal of Computer Applications* (0975 – 8887), Vol. **41**, No.12, March 2012.
- [5] M. Banj-Hani, M.A. Karami, Energy harvesting from mastication forces via a smart tooth, DOI: 10.1117/12.2219390.
- [6] A. Nandaa, M.A. Karami, "Energy Harvesting from arterial blood pressure for powering embedded brain sensors", *Sensors and Smart Structures Technologies for Civil, Mechanical, and Aerospace Systems* 2016, doi: 10.1117/12.2219234.
- [7] A. Nandaa, M.A. Karami, "Energy harvesting from arterial blood pressure for powering embedded micro sensors in human brain", *Journal of Applied Physics* 121, 124506 (2017); <https://doi.org/10.1063/1.4977842>.
- [8] A. Nandaa, M. A. Karami, "Energy harvesting from arterial blood pressure for embedded brain sensing", *ASME 2016 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*, DOI: 10.1115/DETC2016-60573.
- [9] L.B. Kong, T. Li, H.H. Hng, F. Boey, T. Zhang, S. Li, "Waste energy harvesting, mechanical and thermal energies", DOI: 10.1007/978-3-642-54634-1, ISBN 978-3-642-54633-4, Springer Heidelberg New York Dordrecht London.
- [10] **Y. Veli**, A.M. Morega, „An energy harvesting device for portable applications”, *Scientific Bulletin, University Politehnica of Bucharest, Romania, în curs de publicare*.
- [11] **Y. Veli**, A.M. Morega, "Generator piezoelectric pentru aplicații de putere redusă", *Simpozionul de Mașini Electrice SME'16*, 11 Noiembrie 2016, București, România.
- [12] M. Popa, A.M. Morega, L. Pîslaru-Dănescu, M. Morega, **Y. Veli**, "The optimization of the active magnetic material in a magnetostrictive actuator provided with a supplementary electric bias, (in Romanian) *Electrical Machines, Materials, and Drives Present and Trends, SME'18*, Bucharest, 2018.
- [13] **Y. Veli**, A.M. Morega, L. Pîslaru-Dănescu, M. Morega, "Numerical simulation analysis of a linear magnetostrictive actuator", *Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg.* Vol. **65**, 3–4, pp. 157–164, Bucharest, 2020.
- [14] U. Ahmed, J. Harju, J. Poutala, P. Ruuskanen, P. Rasilo, R. Kouhia, "Finite element method incorporating coupled magneto-elastic model for magneto-mechanical energy harvester", *Conference: Compumag*, Daejeon, Korea, June 2017. - 80
- [15] Z. Deng, M.J. Dapino, "Multiphysics modeling and design of Galfenolbased unimorph harvesters", *Proc. of SPIE, The Int. Soc. For Optical Eng.*, 9433, April 2015.
- [16] B. Rezaealam, T. Ueno, S. Yamada, Quasi-static finite element analysis of magnetostrictive vibration energy harvester, *J. Magn. Soc. Japan*, 36, 3, 2012.

- [17] L. Pîslaru-Dănescu, A.M. Morega, M. Morega, "A novel magnetostrictive actuator based on new giant magnetostrictive materials", *IEEE Int. Symp. Adv. Topics El. Eng.*, Bucharest, 2011.
- [18] M. Popa, A.M. Morega, L. Pîslaru-Dănescu, M. Morega, "Magnetostrictive actuator – a bi-dimensional analysis", (in Romanian), *Electrical Machines, Materials and Drives, Present and Trends, SME'16*, Bucharest, 2016.
- [19] J.R. Downing, S.-M. Na, A.B. Flatau, Compressive prestress effects on magnetostrictive behaviors of highly textured Galfenol and Alfenol thin sheets, *AIP Advances*, 7, 056420, 7 pp., 2017.
- [20] D.C. Jiles, D. L. Atherton, Theory of ferromagnetic hysteresis, *J. of Magn. Magn. Mat.*, **61**, pp. 48–60, 1986.
- [21] D. C. Jiles, "Theory of magneto-mechanical effect", *J. Phys., D, Appl. Phys.*, **28**, pp. 1537–1546, 1995.
- [22] Y. Liu, X.I Gao, C. Chen, "Research of Jiles-Atherton dynamic model in a giant magnetostrictive actuator", *Math. Probl. in Eng.*, Hindawi Pub. Corp., Article ID 2609069, 2016.
- [23] F.T. Calkins, "Design, analysis, and modeling of giant magnetostrictive transducers", Iowa State Univ. Capstones, Theses, and Dissertations, 1997.
- [24] J.G. Benatar, A.B. Flatau, "FEM implementation of a magnetostrictive transducer", *Smart Struct. Mat. Smart Struct. Integrated Syst.*, Ed. A.B. Flatau, *Proc. of SPIE*, 5764, pp. 482–493, SPIE, Bellingham, WA, 2005.
- [25] T. Fukuda, H. Hosokai, H. Ohyama, "Giant magnetostrictive alloy (GMA) applications to micro mobile robot as a micro actuator without power supply cables", *Proc. IEEE Micro Electro Mech. Systems*, pp. 210–215, 1991.
- [26] A. Pfenniger, V.M. Koch, A. Stahel, R. Vogel, "Energy harvesting from variation in blood pressure through deformation of arterial wall using electro-magneto-hydrodynamics", *Excerpt from the Proceedings of the COMSOL Conference*, 2010, Paris.
- [27] A. Pfenniger, L.N. Wickramaratna, R. Vogel, V.M. Koch, "Design and realization of an energy harvester using pulsating arterial pressure", *Med Eng Phys* (2013), <http://dx.doi.org/10.1016/j.medengphy.2013.01.001>.
- [28] A. Pfenniger, D. Obrist, A. Stahel, V.M. Koch, R. Vogel, "Energy harvesting through arterial wall deformation: design considerations for a magneto-hydrodynamic generator", *Med Biol Eng Comput* (2013) 51:741–755, DOI 10.1007/s11517-012-0989-2.
- [29] S.Priya, D.J. Inman, "Energy harvesting technologies", Springer, DOI 10.1007/978-0-387-76464-1.
- [30] L. Dixon, "Designing Planar Magnetics", Texas Instruments, Topic 4, pp. 4-23.
- [31] L.H. Dixon, Jr., "Design of flyback transformers and filter inductors, filter inductor and flyback transformer design for switching power supplies", TI, 2001.
- [32] Texas Instruments, Section 5 Inductor and Flyback, Transformer Design.
- [33] L.H. Dixon, "Transformer and inductor design for optimum circuit performance", Topic Category: *Magnetic Component Design*, TI, 2011.
- [34] J. Picard, "Under the hood of flyback smps design", TI Literature Number: SLUP261, TI, 2010.
- [35] A. Fagnani, "Isolated continuous conduction mode flyback using the TPS55340", Texas Instruments.
- [36] **Y. Veli**, A.M. Morega, L. Pîslaru-Dănescu, M. Morega, Planar transformer for energy harvesting applications, *Scientific Bulletin, University Politehnica of Bucharest, Romania*, în curs de publicare.
- [37] **Y. Veli**, A.M. Morega, L. Pîslaru-Dănescu, M. Morega, 'Numerical modeling of a flyback converter with different magnetic media, for micro-power controllers', *ICATE 2018*, Craiova, România.

- [38] J.B. Dumitru, A.M. Morega, L. Pîslaru-Dănescu, M. Morega, "High frequency miniature planar transformer for energy harvesting applications", *EPE*, 2016, Iași, România.
- [39] L. Pîslaru-Dănescu, A.M. Morega, J.B. Dumitr, M. Morega, N.C. Popa, F.D. Stoian, D. Susan-Resiga, S. Holotescu, M. Popa, "Miniature planar spiral transformer with hybrid, ferrite and magnetic nanofluid core", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. **54**, 10, Article Number: 4600614, October 2018, DOI: 10.1109/TMAG.2018.2864162, WOS: 000445253900001.
- [40] R.N. Ramakoteswaa, L. Gahane, S.V. Ranganayakulu, "Synthesis, applications and challenges of nanofluids – review", *Journal of Applied Physics (IOSR-JAP)*, 21-28, 2014.
- [41] **Y. Veli**, A.M. Morega, L. Pîslaru-Dănescu, M. Morega, G. Telipan, "The design of the secondary electrical circuit of a flyback transformer with hybrid magnetic core", *Advanced Topics in Electrical Engineering*, ATEE 2019, Bucharest, Romania.
- [42] **Y. Veli**, A. M. Morega, M. Morega and L. Pîslaru-Dănescu, "Numerical modeling of a planar transformer for micro-power controllers," *10th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, Bucharest, 2017, pp. 206-210, doi: 10.1109/ATEE.2017.7905119.
- [43] **Y. Veli**, A.M. Morega, "Analiza prezentei unui ecran magnetic poziționat în spațiul dintre înfășurările unui transformator monofazat, de mică putere", Simpozionul de Mașini electrice, București, 2020.
- [44] I. Hernandez, F. De Leon, P. Gomez, „Design formulas for the leakage inductance of a toroidal distribution transformers”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **26**, 4, 2011.
- [45] S. Sudevalayam, P. Kulkarni, "Energy harvesting sensor nodes: survey and implications", 10.1109/SURV.2011.060710.00094, *IEEE Communications surveys & tutorials*, vol. 13 (3), THIRD QUARTE, 2011.
- [46] A.M. Morega, J. Ordonez, M. Morega, L. Pîslaru-Dănescu, A.A. Dobre, "Compact, interdigitated constructal design applied to supercapacitor systems", *PROCEEDINGS OF THE ROMANIAN ACADEMY, Series A, OF THE ROMANIAN ACADEMY, Special Issue/2018*, pp. 255–260.
- [47] H.M Ahmad Fahmy, "Concepts, applications, experimentation and analysis of wireless sensor networks", ediția 2, Springer, <https://doi.org/10.1007/978-3-030-58015-5>.
- [48] M.U.H. Al Rasyid, F.A. Saputra, M.H. Ramdhani Ismar, "Performance of multi-hop networks using beacon and non-beacon scheduling in wireless sensor network (wsn)", *2015 International Electronics Symposium (IES)*.