

TRANSFERUL FĂRĂ CONTACT AL ENERGIEI ELECTRICE

Andrei MARINESCU¹, Mihai IORDACHE², Lucian MANDACHE³

¹ICMET Craiova, ²Universitatea „Politehnica“ – București, ³Universitatea din Craiova

Rezumat. Transmiterea fără contact a energiei are numeroase avantaje în tehnica modernă printre care, lipsa contactelor și a uzurii acestora, utilizarea ușoară în medii agresive sau cu pericol de explozie (fără scântei), aplicarea la obiecte în mișcare de translație sau de rotație (robotică), randament ridicat la distanțe relativ mici etc. Cercetări efectuate în ultimul timp în România demonstrează realizabilitatea acestor sisteme pentru un domeniu larg de puteri de la câțiva wați la câteva zeci de kW în legătură cu extinderea sistemelor de transport electric și proliferarea dispozitivelor multimedia și de comunicație mobilă, sisteme care impun stocarea energiei în baterii de acumulare care necesită încărcare frecventă. Se prezintă conceptul de transformator de înaltă frecvență cu înfășurări separabile sau de condensator cu armături separabile, care lucrează în regim de câmp apropiat, utilizarea rezonanței și a concentratoarelor de flux magnetic pentru creșterea randamentului de transfer, câteva realizări practice dar și menținerea compatibilității electromagnetice a acestor sisteme în anumite limite bine stabilite. Lucrarea își propune să atragă atenția utilizatorilor dar și potențialilor finanțatori asupra aplicațiilor și avantajelor acestor sisteme și să contribuie la realizarea unui parteneriat național de cercetare teoretică și aplicativă pentru dezvoltarea domeniului.

Cuvinte cheie: transfer de energie fără contact galvanic; câmp apropiat; cuplaj inductiv; cuplaj capacitiv; aplicații.

Abstract. Contactless energy transfer has a lot of advantages in modern technique, among which the lack of contacts and their wear, easy use in aggressive or explosive (no sparks) environments, application to objects in translation or rotation movements (robotics), high efficiency at relatively short distances a.s.o. The researches carried out lately in Romania demonstrate the feasibility of these systems for a wide power range, from a few watts up to a few tens of kW; related to the expansion of the electro-mobility and proliferation of multimedia and mobile communication devices, the systems impose storing the energy in batteries requiring frequent charging. The concept of high frequency transformer with separable windings or a capacitor with separable plates working in near field regime, the use of resonance and magnetic flux concentrators for increasing the transfer efficiency, some practical achievements and also the maintaining of electromagnetic compatibility of these systems within well-defined limits are presented. The paper aims to draw the attention of users and also of potential financiers on the applications and advantages of these systems and to contribute to a theoretical and applied research national partnership for developing this field.

Keywords: contactless energy transfer; near field; inductive coupling; capacitive coupling; applications.

1. INTRODUCERE

Transmisia energiei fără contact galvanic reprezintă o preocupare mai veche a mediului științific, interesat să valorifice avantajele sale incontestabile. Prima aplicație a transmisiei de energie în câmp apropiat a fost realizată de Nikola Tesla prin inventarea motorului de inducție (asincron) unde energia este transmisă din stator în rotor prin întrefier (1893). El a încercat să realizeze un „sistem mondial de

transmitere a energiei fără contact” în care energia să fie gratuită pentru orice cetățean. Această idee nerealistă nu a fost susținută de investitori și ca urmare fondurile necesare nu au fost acordate.

Istoria modernă a transmisiei energiei fără contact are ca referință anul 1980 când John Boys și colaboratorii de la Universitatea din Auckland a aplicat principiul transmisiei inductive a energiei la conveiere folosite în industrie. În anul 1991, A. Esser și H. Scudelny de la Universitatea din Aachen au realizat prima transmisie fără contact pentru obiecte în mișcare.

Transmisia energiei fără contact nu este încă o tehnică consacrată cu soluții clare, metode de proiectare și experiența de aplicare practică. Cele mai multe publicații au în vedere aspectele teoretice iar cele practice nu sunt susținute de standarde de produs care să permită realizarea unor instalații compatibile [1-6].

Cel mai puternic impuls pentru realizarea în domeniu îl dă electro-mobilitatea și telefonია mobilă care migrează către telefoanele inteligente cu consum important de energie. Din punct de vedere al puterii transmise, încărcarea fără contact a bateriilor de la automobilele electrice sau hibride prezintă o importanță practică deosebită. Firma iSupply care face studii de piață la nivel mondial apreciază o piață pentru aceste echipamente de peste 4 miliarde USD la nivelul anului 2013.

În Europa sunt cunoscute realizări teoretice, fără realizări practice remarcabile. În schimb, Asia de S-E și SUA demonstrează un interes maxim pentru această tehnologie [2,3].

Transferul energiei fără contact este posibil la distanțe mici și medii prin tehnici în câmp apropiat (prin cuplaj capacitiv sau cuplaj inductiv), precum și la distanțe mari, prin tehnici în câmp îndepărtat (cum este transmisia energiei solare prin conversie în microunde).

Lucrarea de față prezintă principiile teoretice pe care se bazează transmisia de energie în câmp apropiat, precum și aplicații ale acestora, cu scopul de a atrage atenția utilizatorilor dar și potențialilor finanțatori asupra avantajelor și posibilităților de implementare ale acestor sisteme în practica curentă. În figura 1 sunt prezentate schemele de principiu ale celor două tehnici de transmisie a energiei în câmp apropiat, prin cuplaj capacitiv (a) și prin cuplaj inductiv (b), cele două tehnici fiind sisteme duale [6].

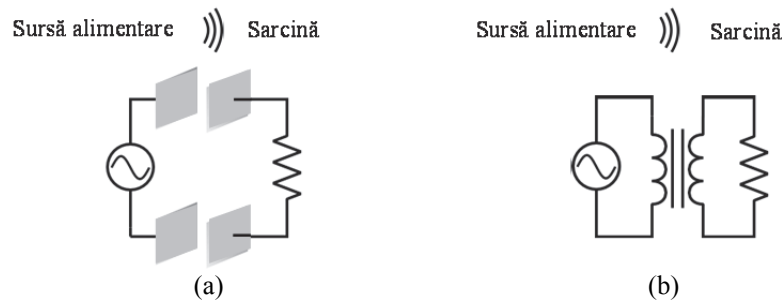


Fig. 1. Sisteme de transfer al energiei fără contact, în câmp apropiat:
a – transfer capacitiv; b – transfer inductiv.

Studiul se bazează pe teoria macroscopică Maxwell-Hertz și este focalizat pe soluții de maximizare a randamentului transmisiei de energie, esențial în aplicarea practică a acestor sisteme. Studiul teoretic este susținut prin analize numerice și rezultate experimentale.

2. TRANSMISIA ENERGIEI PRIN CUPLAJ CAPACITIV

Transferul capacitiv ilustrat ca principiu în fig. 1a are loc prin intermediul câmpului electric (curentului de deplasare), un exemplu fiind prezentat în fig. 2 [2], unde sarcina R , considerată pur rezistivă, este conectată la sursa de alimentare prin intermediul unui cuplaj capacitiv cu două secțiuni

identice, având fiecare capacitatea C . Între sursa cu tensiunea la borne v_0 și cuplajul capacitiv este conectată o impedanță de adaptare cu caracter inductiv (R_a, L_a), cu rolul de a asigura condițiile de transfer maxim de putere către sarcină. Rezistența de adaptare R_a include atât rezistența electrică a spirelor bobinei de adaptare, cât și rezistența internă a sursei.

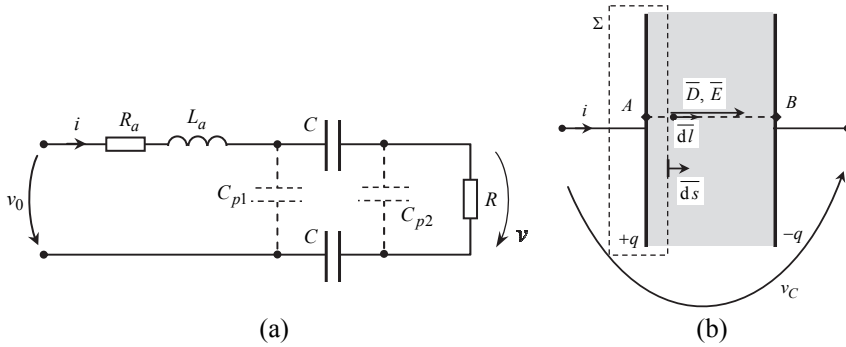


Fig. 2. Schema echivalentă a unui sistem de transfer cu cuplaj capacitiv.

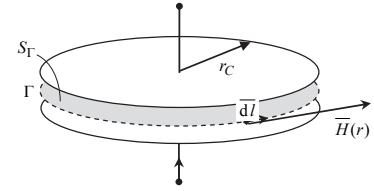


Fig. 3. Explicativă la calculul mărimilor de stare ale câmpului electric (a) și magnetic (b) pentru un cuplaj capacitiv.

Se consideră cuplajele capacitiv de forma unor condensatoare plane în aer (fig. 1a), cu neglijarea capacităților parazite între armăturile lor situate de partea sursei ($C_{p1} = 0$), respectiv sarcinii ($C_{p2} = 0$), indicate în figura 2. Mărimile de stare ale câmpului electric în cuplajele capacitiv sunt indicate în detaliul din figura 3a, unde suprafața închisă Σ (cu elementul de suprafață \overline{ds}) permite calculul inducției electrice pe baza legii fluxului electric și segmentul AB (cu elementul de lungime \overline{dl}) permite exprimarea tensiunii la borne v_C ca integrală curbilinie a intensității câmpului electric. Pentru cazul particular ales, notând S suprafața armăturilor și g distanța între ele, idealizând distribuția spațială a câmpului electric ca fiind plan-paralelă, mărimile locale de câmp se exprimă simplu în funcție de o valoare arbitrară a sarcinii electrice a armăturilor:

$$D = \frac{q}{S}; \quad E = \frac{q}{\epsilon_0 S} = \frac{v_C}{g}. \quad (1)$$

Densitatea curentului de deplasare este:

$$J_d = \frac{dD}{dt} = \frac{1}{S} \frac{dq}{dt} = \frac{\epsilon_0}{g} \frac{dv_C}{dt}, \quad (2)$$

curentul de deplasare fiind, evident egal cu curentul prin conductoarele de conexiune:

$$i_d = S J_d = \frac{\epsilon_0 S}{g} \frac{dv_C}{dt} = C \frac{dv_C}{dt}, \quad (3)$$

unde intervine capacitatea electrică C a structurii.

Pentru calculul puterii transferate către sarcină, se consideră funcționarea în regim armonic, cu tensiunea de intrare:

$$v_0(t) = \sqrt{2} V_0 \sin(\omega t), \text{ având imaginea complexă } \underline{V}_0 = V_0 \quad (4)$$

Impedanța circuitului în raport cu bornele sursei, curentul de sarcină și tensiunea la bornele sarcinii, sunt:

$$\underline{Z} = R_a + R + j\left(\omega L_a - \frac{2}{\omega C}\right); \quad \underline{I} = \frac{1}{R_a + R + j\left(\omega L_a - \frac{2}{\omega C}\right)} \cdot V_0; \quad \underline{V} = \frac{R}{R_a + R + j\left(\omega L_a - \frac{2}{\omega C}\right)} \cdot V_0 \quad (5)$$

Puterea absorbită de rezistența de sarcină și valoarea ei maximă obținută în condiții de rezonanță la frecvența $f_0 = 1/\pi\sqrt{2L_aC}$ sunt:

$$P = \operatorname{Re}(\underline{V} \cdot \underline{I}^*) = \frac{R}{(R_a + R)^2 + \left(\omega L_a - \frac{2}{\omega C}\right)^2} \cdot V_0^2; \quad P_{\max} = \frac{R}{(R_a + R)^2} \cdot V_0^2. \quad (6)$$

Puterea activă furnizată de sursă:

$$P_0 = \operatorname{Re}(\underline{V}_0 \underline{I}^*) = \frac{R_a + R}{(R_a + R)^2 + \left(\omega L_a - \frac{2}{\omega C}\right)^2} \cdot V_0^2 \quad (7)$$

conduce la un randament de transfer:

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R}}. \quad (8)$$

Acesta poate fi mărit prin scăderea rezistenței de adaptare, ceea ce conduce și la creșterea factorului de calitate al circuitului:

$$Q = \frac{1}{R_a + R} \sqrt{\frac{2L}{C}}. \quad (9)$$

Ca imagine a comportării sistemului, în figura 4 este trasată puterea transferată sarcinii ca funcție de frecvență pentru trei valori diferite ale R_a , cu indicarea factorului de calitate și randamentului de transfer. Pentru aplicația numerică s-au considerat armături plane $0.8\text{m} \times 8\text{m}$, distanța între ele fiind 250mm , aceste valori fiind posibile în cazul autobuzelor electrice echipate cu sisteme fără contact pentru încărcarea bateriilor. A rezultat $C = 255\text{pF}$ și s-a ales $L_a = 10\mu\text{H}$, ceea ce a condus la o frecvență de rezonanță $f_0 = 4.45\text{MHz}$. Cu $V_0 = 200\text{V}$, $R = 20\Omega$, $R_a = 30\Omega$ rezultă $Q = 6$ și $\eta = 0.4$. Tensiunea maximă la bornele unei structuri capacitive rezultă $V_{C\max} = I_{\max} / 2\pi f_0 C = 560\text{V}$, valoare căreia îi corespunde un câmp electric cu valoarea de vârf a intensității $\hat{E}_{\max} = \sqrt{2}V_{C\max} / g = 3.2\text{kV/m}$. Puterea maximă transferată către sarcină în aceste condiții este $P_{\max} = 320\text{W}$ la un curent efectiv $I_{\max} = 4\text{A}$. Abaterea frecvenței de la valoarea de rezonanță cu 5% conduce la reducerea cu aproximativ 25% a puterii.

Trebuie remarcat că dimensiunile sistemului considerat sunt mai mici cu aproximativ un ordin de mărime față de lungimea de undă corespunzătoare frecvenței de rezonanță ($\lambda = 67\text{m}$), iar câmpul magnetic în dielectric este neglijabil. Pentru a determina ordinul de mărime al mărimilor de câmp magnetic, se consideră o structură capacitivă cu armături sub formă de disc, având aceeași capacitate ca și cea considerată anterior, aceeași distanță între armături și același dielectric (aer), funcționând în aceleași condiții. Se determină intensitatea câmpului magnetic în dielectric la distanța r față de axă pe

baza legii circuitului magnetic aplicată pe un cerc Γ de rază r construit ca în figura 3b, care delimitează suprafața S_Γ sub formă de disc. Dacă se face calculul pentru periferia dielectricului ($r = r_C = 1.4 \text{ m}$), rezultă: $\int_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{l} = i_d$, de unde se calculează valoarea de vârf a lui H pentru regimul de

rezonanță: $\hat{H}_{\max} = \sqrt{2}I_{\max} / 2\pi r_C = 0.65 \text{ A/m}$ și apoi inducția magnetică $\hat{B}_{\max} = 0.8\mu\text{T}$.

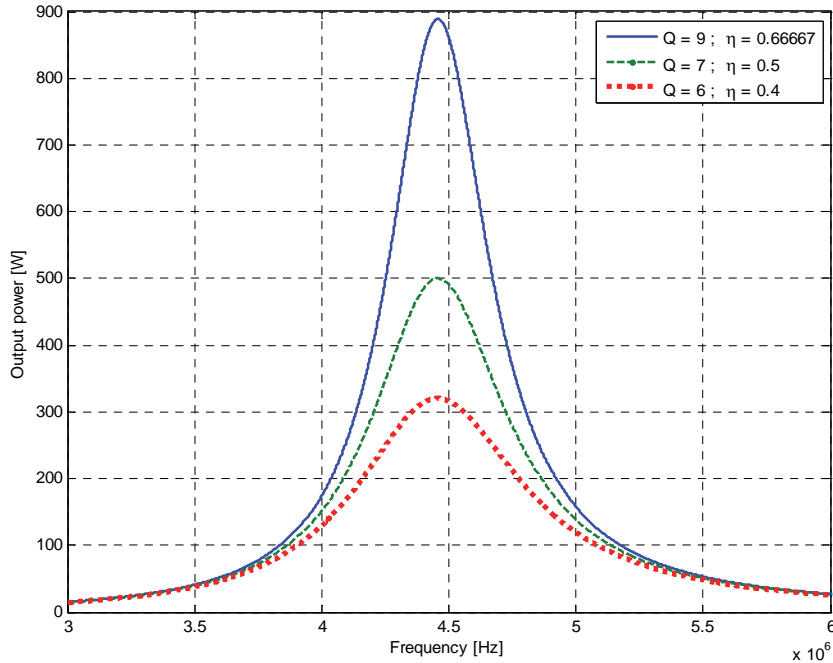


Fig. 4. Puterea transferată sarcinii pentru diferite valori ale rezistenței de adaptare R_a .

3. TRANSMISIA ENERGIEI PRIN CUPLAJ INDUCTIV

Transferul inductiv are loc prin intermediul câmpului magnetic, un exemplu relevant fiind acela al transformatoarelor electrice de tensiune sau curent. Pentru aplicațiile tipice de transfer al energiei fără contact se pretează însă structuri cu miez magnetic deschis sau fără miez. Expunem principiul de funcționare al unei astfel de structuri, în care bobina emițător cu N_1 spire și bobina receptor cu N_2 spire au forme solenoidale și sunt dispuse coaxial (fig. 5a), având lungimi sensibil mai mari decât diametrele ($l_1 \gg D_1$, $l_2 \gg D_2$). În acest caz particular câmpurile magnetice proprii ale celor două bobine pot fi considerate uniforme; pentru ca și câmpul mutual să fie uniform vom considera că bobina-receptor este amplasată în interiorul bobinei indus (fig. 5b), astfel încât analiza bazată pe calcul analitic devine simplă și sugestivă.

La alimentarea bobinei-emisător cu un curent variabil în timp i_1 , în spațiul din vecinătate apare un câmp magnetic care, la rândul său, determină un flux magnetic prin spirele bobinei-receptor. Ca efect, la bornele bobinei-receptor apare o tensiune care alimentează rezistența de sarcină R . Intensitatea câmpului magnetic propriu al bobinei-emisător se poate determina aplicând legea circuitului magnetic pentru curba închisă Γ_1 care delimitează suprafața S_{Γ_1} (fig. 5a) și urmărește axa bobinei, închizându-se prin exteriorul ei pe un traseu arbitrar.

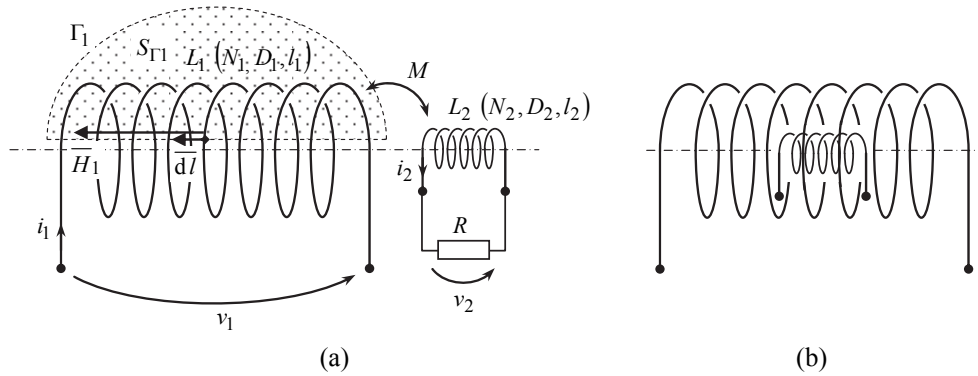


Fig. 5. Structură de cuplaj inductiv.

În ipoteza enunțată, respectiv a câmpului magnetic uniform în interiorul bobinei cu neglijarea câmpului din exteriorul ei, se calculează mărimile de stare locale ale câmpului din interiorul acestei bobine:

$$\int_{\Gamma_1} \overline{H_1} \cdot \overline{dl} = N_1 i_1, \text{ de unde } H_1 = \frac{N_1 i_1}{l_1} \text{ și } B_1 = \frac{\mu_0 N_1 i_1}{l_1}. \quad (10)$$

Fluxul magnetic propriu și inductanța proprie a bobinei se calculează simplu:

$$\Phi_1 = N_1 B_1 \cdot \frac{\pi D_1^2}{4} = \frac{\pi \mu_0 D_1^2 N_1^2 i_1}{4 l_1}, \quad L_1 = \frac{\Phi_1}{i_1} = \frac{\pi \mu_0 D_1^2 N_1^2}{4 l_1}. \quad (11)$$

Similar se calculează inductanța proprie a bobinei-receptor, ignorând prezența bobinei-emisător:

$$\Phi_2 = N_2 B_2 \cdot \frac{\pi D_2^2}{4} = \frac{\pi \mu_0 D_2^2 N_2^2 i_2}{4 l_2}, \quad L_2 = \frac{\pi \mu_0 D_2^2 N_2^2}{4 l_2}. \quad (12)$$

Fluxul magnetic prin suprafața delimitată de spirele bobinei-receptor (fluxul mutual), în ipoteza ilustrată în fig. 5b, precum și inductanța mutuală, sunt:

$$\Phi_{21} = N_2 B_1 \cdot \frac{\pi D_2^2}{4} = \frac{\pi \mu_0 D_2^2 N_1 N_2 i_1}{4 l_1}, \quad M = L_{21} = \frac{\Phi_{21}}{i_1} = \frac{\pi \mu_0 D_2^2 N_1 N_2}{4 l_1}. \quad (13)$$

Tensiunea electromotoare indusă în bobina-receptor, egală cu tensiunea la borne la funcționarea în gol, se calculează aplicând legea inducției electromagnetice pe o curba închisă Γ_2 care urmărește spirele acesteia și se închide prin exterior, între borne (nereprezentată în figura 5):

$$v_{20} = -\frac{d\Phi_{21}}{dt} = -\frac{\pi \mu_0 D_2^2 N_1 N_2}{4 l_1} \cdot \frac{di_1}{dt} = -M \frac{di_1}{dt}. \quad (14)$$

Dacă aceasta are sensul lui v_2 din figura 5a, în prezența sarcinii apare curentul i_2 cu sensul din figură; acesta, la rândul său, provoacă apariția unui câmp magnetic propriu al bobinei-receptor, cu fluxul propriu Φ_2 dat de (12). Făcând abstracție de prezența bobinei-emisător, acest flux determină tensiunea la borne:

$$v_{20}' = -\frac{d\Phi_2}{dt} = -\frac{\pi \mu_0 D_2^2 N_2^2}{4 l_2} \cdot \frac{di_2}{dt} = -L_2 \frac{di_2}{dt}, \quad (15)$$

cu sens opus față de v_{20} . Prin compunere, rezultă tensiunea la bornele bobinei-receptor la funcționarea în sarcină:

$$v_2 = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt}. \quad (16)$$

Similar se poate exprima tensiunea la bornele bobinei-emittător. Cu sensurile din figură, rezultă:

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt}. \quad (17)$$

La funcționarea în regim armonic, când bobina-emittător este alimentată cu tensiunea $v_1(t) = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t + \gamma)$, cu imaginea complexă $\underline{V}_1 = V_1 \exp(j\gamma)$, relațiile (16), (17) devin:

$$\begin{aligned} \underline{V}_1 &= j\omega L_1 \underline{I}_1 - j\omega M \underline{I}_2 \\ \underline{V}_2 &= j\omega M \underline{I}_1 - j\omega L_2 \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (18)$$

Ținând seama de relația evidentă $\underline{V}_2 = R \cdot \underline{I}_2$ și introducând coeficientul de cuplaj $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$, de aici se calculează curenții și impedanța de intrare $\underline{Z}_1 = \underline{V}_1 / \underline{I}_1$:

$$\underline{I}_1 = \frac{R + j\omega L_2}{\omega L_1 [-\omega L_2(1-k^2) + jR]} \cdot \underline{V}_1; \quad \underline{I}_2 = \frac{jk\sqrt{L_1 L_2}}{L_1 [-\omega L_2(1-k^2) + jR]} \cdot \underline{V}_1; \quad \underline{Z}_1 = \frac{\omega^2 L_1 L_2 R k^2}{R^2 + \omega^2 L_2^2} + j\omega L_1 \cdot \left(1 - \frac{\omega^2 L_2^2 k^2}{R^2 + \omega^2 L_2^2}\right). \quad (19)$$

Puterile absorbite de la sursă sunt:

$$P_1 = \operatorname{Re}(\underline{Z}_1) I_1^2 = \frac{L_2 R k^2 V_1^2}{L_1 [R^2 + \omega^2 L_2^2 (1-k^2)^2]} = P_2; \quad Q_1 = \operatorname{Im}(\underline{Z}_1) I_1^2 = \frac{R^2 + \omega^2 L_2^2 (1-k^2)}{\omega L_1 [R^2 + \omega^2 L_2^2 (1-k^2)^2]} \cdot V_1^2. \quad (20)$$

Din ultima expresie se observă că puterea reactivă este semnificativă, având valoarea minimă $Q_{1\min} = V_1^2 / \omega L_1$ pentru valorile extreme ale coeficientului de cuplaj ($k=0$ și $k=1$). Ca urmare, componenta reactivă a curentului provoacă pierderi importante pe rezistențele circuitului de intrare, care includ rezistența bobinei-emittător și rezistența internă a sursei, reducând randamentul transferului de energie către sarcină. Soluția de a asigura condițiile de funcționare în regim de rezonanță atât pentru circuitul emittător, cât și pentru cel receptor, conduce la minimizarea puterii reactive absorbite de la sursă și creșterea randamentului. Exemplificăm pentru o schemă de tip rezonanță serie-serie (fig. 6a), unde cele două capacități sunt alese încât asigură rezonanța de tensiune la aceeași frecvență pentru circuitul emittător și circuitul receptor. În acest caz, pentru aplicația numerică $L_1 = L_2 = 98.8 \mu\text{H}$, $C_1 = C_2 = 7.91 \text{nF}$, $R_1 = 5 \Omega$, $R = 10 \Omega$ și un coeficient de cuplaj $k=0.1$, se obține la frecvența de rezonanță $f_0 = 180.125 \text{kHz}$ un randament de 72%, dependența randamentului de transfer în raport cu frecvența, obținută prin simulare numerică, fiind reprezentată în figura 6b (curba 3) alături de puterea absorbită de sarcină (curba 1) și puterea activă debitată de sursă (curba 2).

Deși puterea transferată sarcinii nu are valoarea maximă la frecvența de rezonanță, se constată că pentru valoarea ei maximă, mai mare cu 15% față de puterea la rezonanță, puterea absorbită de la sursă crește cu 40%, ceea ce înrăutățește sensibil randamentul de transfer.

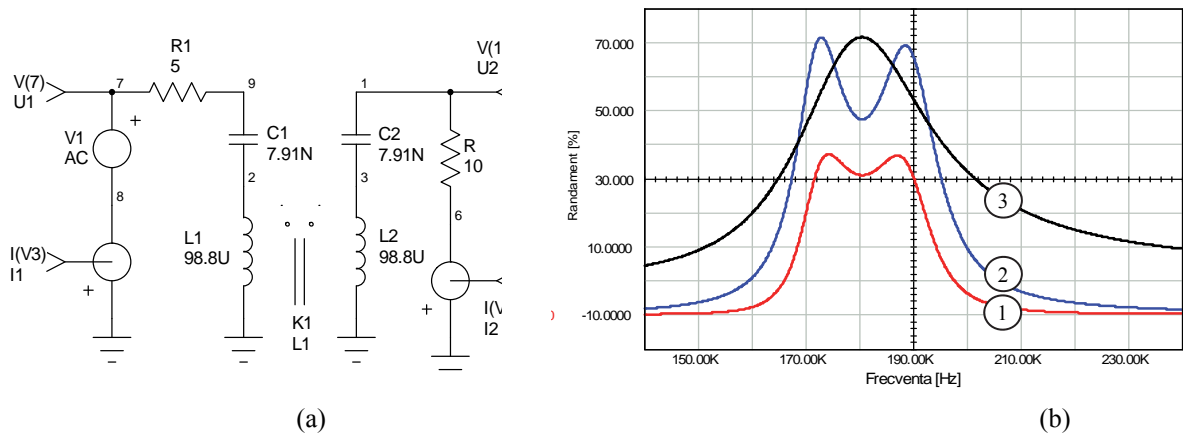


Fig. 6. Sistem de transfer inductiv cu circuite rezonante:
a – schema de simulare SPICE; *b* – rezultate obținute prin simulare numerică

4. DOMENII DE UTILIZARE ȘI REALIZĂRI EXPERIMENTALE

Sistemele de transfer al energiei își dovedesc utilitatea în domenii cu o dinamică accelerată în ultimul timp, cum sunt sistemele de încărcare a bateriilor vehiculelor electrice și hibride în mișcare sau în staționare [7], sistemele pentru încărcarea bateriilor la produse electronice de larg consum (telefoane mobile, sisteme de calcul, tablete, alte terminale mobile), aplicații în medii cu pericol de explozie, aplicații în robotică, alimentarea cu energie a micilor comunități lipsite de infrastructură clasică de distribuție a energiei electrice, alimentarea aparatului medical implantate. Un avantaj important al sistemelor de transmisie a energiei fără contact este și faptul că pot fi combinate, cu costuri minime, cu transmisia de date.

În figura 7 se prezintă structura unui sistem complex propus de autori pentru încărcarea bateriilor vehiculelor electrice, în care transferul de energie este combinat cu transferul de date atât pentru conducerea procesului de încărcare, cât și pentru poziționarea automată a vehiculului pentru transfer de putere cu randament maxim.

Transferul de energie se realizează între circuitul emițător (2) sau stația de bază și circuitul receptor (3) sau stația mobilă (îmbarcată pe vehicul) separate de o distanță variabilă (d) dată de garda la sol. Transferul este de tip inductiv, similar celui descris în paragraful 3, puterea transmisă sarcinii (5) este de ordinul kW și asigură încărcarea într-un timp similar cu sistemele cu cuplaj galvanic. Convertorul static de frecvență variabilă (1) are o construcție originală, de tip autoadaptiv, pentru a asigura, pe de o parte, condițiile de rezonanță ale circuitelor emițător și receptor, iar pe de altă parte să compenseze automat dezacordul provocat de sarcina variabilă. Convertorul (4) asigură încărcarea bateriei de acumuloare indiferent de starea acesteia, într-un regim optim. Starea și regimul de încărcare a bateriei sunt monitorizate și informația despre acestea este transmisă printr-o cale de comunicație wireless (7) către blocul de monitorizare și comandă (6) care asigură comanda convertoarelor (1) și (4) în așa fel încât randamentul de transfer global al sistemului să fie maxim indiferent de starea bateriei, iar factorul de putere în punctul de alimentare de la rețea să fie unitar.

Construcția și poziția relativă a bobinelor emițător și receptor sunt elemente foarte importante pentru performanța energetică a sistemului. În figura 8 se prezintă modele experimentale ale unor bobine de tip planar, realizate cu conductor lițat, al căror gabarit nu reduce sensibil garda la sol a vehiculului.

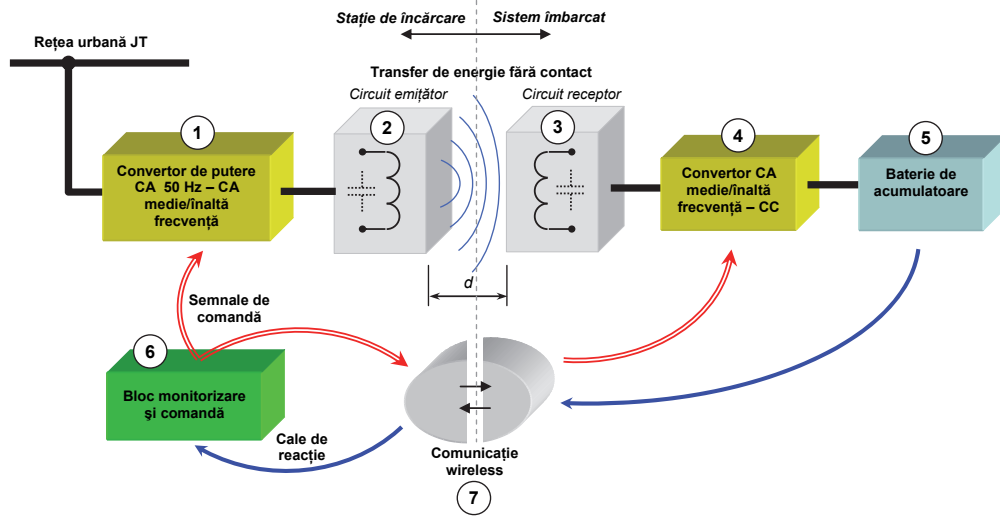


Fig. 7. Schema bloc a sistemului de transfer de energie și date pentru încărcarea bateriilor vehiculelor electrice.

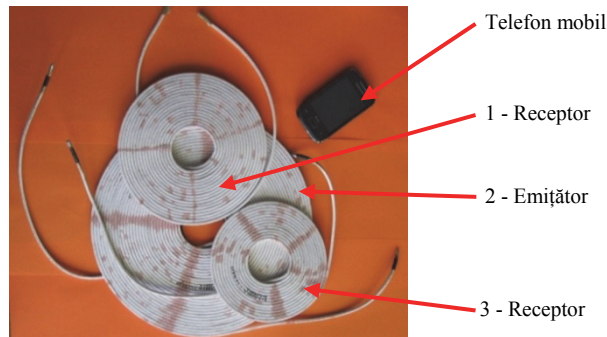


Fig. 8. Bobine planare model pentru sisteme de încărcare a bateriilor de acumuloare ale vehiculelor electrice: 1 – diametre 205/60 mm; litzwire 4,1×4,1 mm, 300×0,2 mm; 50 μH; 16 mΩ; 2 – diametre 310/60 mm; litzwire 4,1×4,1 mm, 300×0,2 mm; 74 μH; 36,4 mΩ ; 3 – diametre 170/60 mm; litzwire 4,1×4,1 mm, 300×0,2 mm; 11 μH; 11 mΩ.

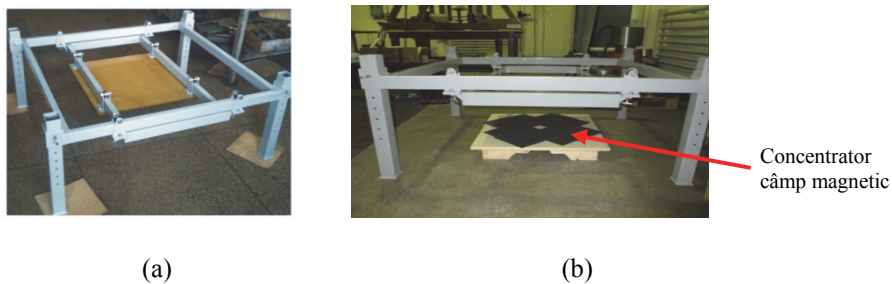


Fig. 9. Platforma experimentală pentru analiza performanțelor sistemului de cuplaj inductiv.

Pentru validarea rezultatelor cercetărilor teoretice și studiul influenței poziției relative a perechii de bobine într-un domeniu larg de frecvențe, s-a realizat platforma experimentală prezentată în figura 9a, care permite deplasări controlabile pe cele trei axe. Platforma experimentală permite

montarea unor concentratoare de câmp magnetic realizate din plăci de ferită pentru înaltă frecvență în scopul îmbunătățirii cuplajului magnetic (fig. 9b) și diminuării influenței câmpurilor magnetice de dispersie reglementate de ICNIRP [8].

Încercările experimentale sunt în curs, iar rezultatele obținute vor fi comunicate ulterior.

5. CONCLUZII

Lucrarea este consacrată unei analize teoretice a sistemelor de transfer al energiei în câmp apropiat. Se prezintă principiile transferului de energie prin cuplaj capacitiv, respectiv inductiv din punct de vedere al nivelului de putere transferată sarcinii și al randamentului de transfer. Se prezintă aplicațiile practice cele mai importante și se insistă asupra sistemelor de transfer inductiv pentru încărcarea bateriilor de acumulare la vehicule electrice, ca aplicație de mare interes practic. Rezultatele teoretice au fost susținute prin simulări numerice și sunt în curs de validare experimentală cu ajutorul unor platforme experimentale dedicate dezvoltate de autori. Această lucrare se înscrie în tendința actuală manifestată în cercurile științifice, ca răspuns la cerințele pieței pentru dezvoltarea de soluții tehnice inovative și eficiente de transfer al energiei fără contact galvanic.

Bibliografie

- [1] K. Fotopoulou, B.W. Flynn, *Wireless Power Transfer in Loosely Coupled Links: Coil Misalignment Model*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 47, No. 2, February 2011.
- [2] K. Jingoook, F. Bien, *Electric field coupling technique of wireless power transfer for electric vehicles*, IEEE TENCON Spring Conference, 2013, pp. 267-271.
- [3] C.C. Chan, K.T. Chau, *An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 1, February 1997, pp. 3-13.
- [4] *SAE Electric Vehicle Inductive Coupling Recommended Practice*, SAE 5-1773, Feb. 1, 1995.
- [5] A.P. Sample, D.A. Meyer, J.R. Smith, *Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 2, February 2011, pp. 544-554.
- [6] J. I. Agbinya (Editor), *Wireless Power Transfer*, River Publishers Series in Communications, Denmark, 2012, ISBN: 978-87-92329-23-3.
- [7] S. Ahn, N.P. Suh, D.H. Cho, *Charging up the Road*, IEEE Spectrum, vol. 50, no. 4, Apr. 2013, pp. 44-50.
- [8] ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection), *Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300GHz)*, Health Phys, 74(4), pp. 494-522, 1998.