



**Universitatea POLITEHNICA din București**  
**ȘCOALA DOCTORALĂ DE INGINERIE ELECTRICĂ**



# **TEZĂ DE DOCTORAT**

## **- rezumat -**

Contribuții privind optimizarea transferului wireless de energie pentru o bază de încărcare independentă

**Coordonator științific**

Prof. Univ. Dr. Ing. Mihai Octavian POPESCU

**Doctorand:**

Ing. Vlad MOCANU

**BUCUREȘTI**  
**2023**

## CUPRINS

1. INTRODUCERE.....	1
1.1 Evoluția istorică a studiului electromagnetismului .....	1
1.2 Stadiul actual al dezvoltării transferului wireless de energie .....	1
1.3 Formularea problemei și obiectivele cercetării .....	1
1.4 Dimensionarea energetică a bazei de încărcare a dronei cu sistem wireless.....	3
1.5 Fenomene asociate transferului wireless de energie.....	3
1.6 Concluzii.....	4
2. STUDIUL TEORETIC AL TRANSFERULUI WIRELESS DE ENERGIE .....	5
2.1 Introducere.....	5
2.2 Modelarea matematică a circuitului echivalent asociat transferului wireless de energie .....	5
2.3 Condiția transferului maxim de putere .....	6
2.4 Randamentul transferului maxim de putere.....	7
2.5 Randamentul maxim de transfer raportat la rezistența de sarcină .....	7
2.6 Rezonanța circuitelor cuplate .....	7
2.7 Definierea ecuațiilor circuitelor cuplate mutual (serie-serie, paralel-paralel).....	7
2.8 Oscilațiile forțate în circuitele serie și derivație .....	8
2.9 Concluzii.....	8
3. BOBINELE UTILIZATE ÎN TRANSFERUL WIRELESS DE ENERGIE .....	9
3.1 Fenomene și caracteristici asociate bobinelor .....	9
3.2 Ecuațiile de calcul a inductanțelor proprii și mutuale .....	11
3.2.1 Bobine tip buclă planară .....	12
3.2.2 Bobine tip spirală planară .....	12
3.3 Realizarea bobinelor și determinarea caracteristicilor finale .....	14
3.4 Concluzii.....	15
4. INVERTOARE UTILIZATE ÎN TRANSFERUL WIRELESS DE ENERGIE.....	17
4.1 Simularea modelelor experimentale de invertoare .....	17
4.1.1 Invertor punte întregă H .....	17
4.1.2 Invertor jumătate de punte .....	17
4.1.3 Invertor clasă E .....	17
4.2 Concluzii.....	18

4.3	Construcția invertoarelor .....	19
4.3.1	Invertor punte întreagă H .....	19
4.3.2	Invertor clasă E .....	20
4.4	Concluzii.....	21
5.	OPTIMIZAREA SISTEMELOR DE CUPLAJ MAGNETIC UTILIZÂND ECRANE .....	22
5.1	Definirea proprietăților ecranelor utilizate .....	22
5.2	Eficacitatea de ecranare – SE (Shielding Effectiveness).....	22
5.2.1	Câmpuri apropiate și câmpuri îndepărtate .....	22
5.2.2	Ecranare prin reflexie.....	22
5.2.3	Ecranare prin reflexie succesivă (multiplicată).....	23
5.2.4	Ecranare prin absorbție .....	23
5.3	Determinarea dispunerii intensității câmpului magnetic al bobinelor.....	23
5.4	Soluții constructive de ecranare.....	24
5.4.1	Ecranarea bobinei de emisie .....	24
5.5	Concluzii.....	26
6.	RANDAMENTUL ȘI PUTEREA TRANSFERATĂ WIRELESS – DETERMINĂRI EXPERIMENTALE.....	27
6.1	Cuplajul bobinelor tip spirală planară .....	27
6.2	Cuplajul bobinelor tip buclă planară .....	27
6.3	Influența distanței ecran-bobină de emisie asupra randamentului și puterii transferate.....	28
6.4	Concluzii.....	28
7.	CONCLUZII FINALE .....	30
8.	CONTRIBUȚII ORIGINALE.....	31
9.	PERSPECTIVE DE CERCETARE ULTERIOARĂ.....	32
10.	BIBLIOGRAFIE .....	33
10.1	Bibliografie Cap. 1 .....	33
10.2	Bibliografie Cap. 2 .....	34
10.3	Bibliografie Cap. 3 .....	36
10.4	Bibliografie Cap. 4 .....	37
10.5	Bibliografie Cap. 5 .....	38
11.	ANEXE .....	40

## 1. INTRODUCERE

### 1.1 Evoluția istorică a studiului electromagnetismului

Câmpul electromagnetic și proprietățile acestuia au fost experimentate și interpretate încă din secolul XVIII, în continuare s-a realizat o scurtă prezentare cronologică a principalilor contributory al acestui domeniu, cu recunoștința aportului deosebit adus asupra beneficiilor tehnologice pe care le trăim în zilele noastre: **Michael Faraday** [1]; **Joseph Henry** [1]; **David Edward Hughess** [1]; **James Clerk Maxwell** [1]; **Sir Oliver Joseph** [1], [2]; **Nikola Tesla** [1], [3]; **Heinrich Rudolf Hertz** [1]; **Jagdish Chandra Bose** [1], [4]; **Aleksandr Stepanovici Popov** [1]; **Jozef Murgaš** [5]; **Guglielmo Marconi** [6], [7].

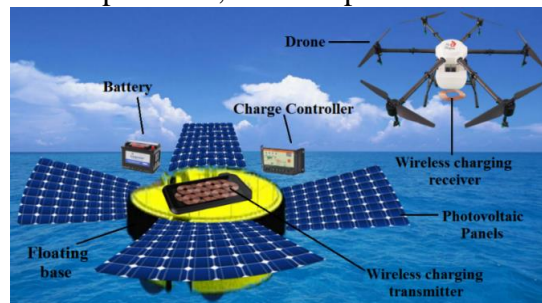
### 1.2 Stadiul actual al dezvoltării transferului wireless de energie

În 2019, cercetătorii departamentului de energie wireless din cadrul Imperial College London au testat, cu succes, o dronă cu încărcare wireless într-un nou mediu - pe mare [9]. Totodată, în 2017, grupul tehnologic Wärtsilä a testat cu succes, în Norvegia, primul sistem automat de încărcare wireless pentru un feribot [10]. Volvo Cars integrează și testează o nouă tehnologie de încărcare wireless într-un mediu urban real, pentru viitoarele automobile electrice [11].

O primă etapă a utilizării WPT pe piață a fost alimentarea nișei telefoanelor și tabletelor începând cu anul 2012, urmând o evoluție a pieței în 2015 la o valoare de aproximativ 1 miliard de dolari. În 2022, sectorul WPT a fost estimat la o valoare de piață de cinci miliarde de dolari, prevăzându-se o abordare tot mai accentuată și în sectorul auto, industrial [8].

### 1.3 Formularea problemei și obiectivele cercetării

Obiectivele principale ale tezei de doctorat sunt proiectarea, realizarea și îmbunătățirea unui sistem WPT al unei baze independente, utilizată pentru alimentarea dronelor aeriene navale .



**Fig. 1.1.** Imagine de ansamblu a bazei plutitoare (cu sursă regenerabilă de energie) utilizată pentru alimentarea wireless a dronelor aeriene navale [15]

Obiectivele cercetării urmăresc realizarea conceptului de Instalație de Transfer Wireless a Energiei, imaginea de ansamblu fiind prezentată în figura 1.2.

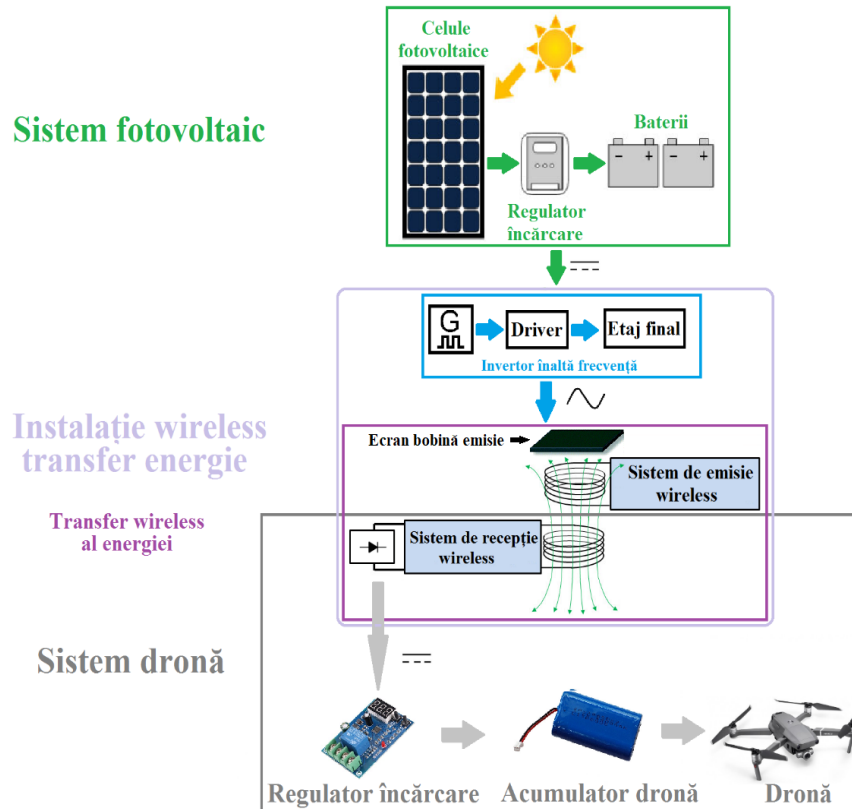


Fig. 1.2. Concept general al bazei autonome de alimentare cu energie electrică a dronelor aeriene

### Obiectivele cercetării

În vederea creșterii randamentului și al puterii transferate pentru sistemul wireless de alimentare a dronelor navele, vor fi abordate următoarele direcții de cercetare.

### Invertorul de înaltă frecvență

Studiul și simularea invertoarelor utilizate în transferul wireless de energie, în vederea alegerii variantei constructive optime.

### Cuplajul inductiv mutual rezonant al două bobine utilizate în WPT

Crearea modelului matematic a două bobine cuplate mutual, aparținând unui sistem de transfer wireless.

### Bobinele utilizate în transferul wireless de energie

Definirea parametrilor bobinelor de tip buclă planară și spirală planară, adaptarea, conceperea și stabilirea exactă a formulelor de calcul pentru inductanțele proprii și mutuale, prin comparația rezultatelor calculate cu măsurători efective pentru validare.

### Ecrane utilizate în transferul wireless de energie

Realizarea de experimente privind utilizarea variantelor de ecrane realizate din materiale cu proprietăți electrice și magnetice diferite și crearea conceptului de ecran tip „sandviș”, în vederea reflexiei câmpului magnetic.

### Determinarea randamentului general de transfer wireless

Determinarea randamentului general de conversie c.c.-c.a., transfer wireless, conversie c.a.-c.c., alimentarea sarcinii din circuitul de recepție, utilizând rezistențe diferite pentru a determina cuplajul critic și randamentul maxim de transfer.

#### 1.4 Dimensionarea energetică a bazei de încărcare a dronei cu sistem wireless

Energia electrică a platformei independente necesară alimentării dronei aeriene poate proveni din diferite surse neconvenționale, cea mai practică pare a fi energia fotovoltaică.

##### **Bilanțul energetic privind dimensionarea sistemului fotovoltaic al bazei de încărcare, raportat la necesitățile energetice ale dronei.**

Astfel, pentru a fi capabil să ofere un număr de cicluri de încărcare pentru dronă, trebuie raportată capacitatea de stocare a acumulatorilor la timpul mediu de expunere la razele solare a panourilor fotovoltaice [15]. Trebuie realizat un bilanț energetic pentru:

- Sistem energetic dronă,
- Sistem instalație de acumulatori ai ansamblului fotovoltaic (PV),
- Sistem regulator de tensiune și încărcare a acumulatorilor panourilor fotovoltaice,
- Sistem panou fotovoltaic.

Un element important pentru dimensionarea panourilor fotovoltaice este reprezentat de orele de strălucire a soarelui pe zi (24h). De-a lungul litoralului românesc, media orelor de soare este prezentată în tabelul 1.1 [20].

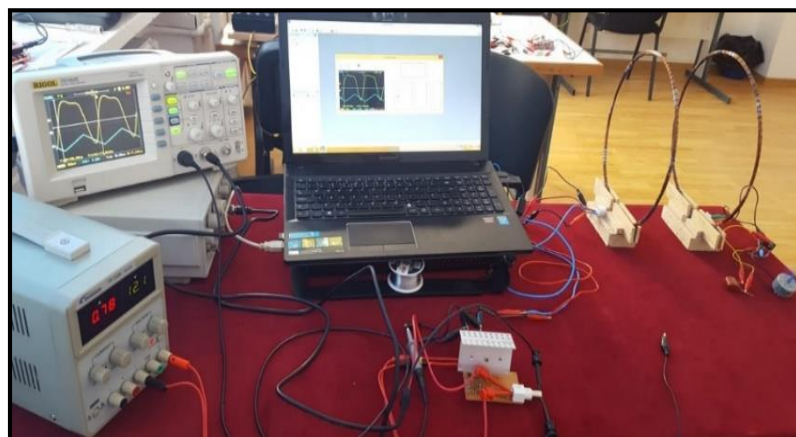
**Tabel 1.1.** Media orelor de expunere la soare, pe litoralul Constanței, în funcție de lună

Month	Jan	Feb	Mar	Apr	May	Jun	Jul	Aug	Sep	Oct	Nov	Dec
Hours	3	4	5	6	9	9	11	10	8	5	3	3

Cel mai întunecat scenariu ar trebui să fie luat în considerare, panourile fotovoltaice ar trebui să acopere necesarul consum de energie, cu 3 ore de producție de energie.

#### 1.5 Fenomene asociate transferului wireless de energie

Pentru realizarea unei imagini de ansamblu, atât asupra fenomenelor de propagare a undelor electromagnetice, cât și asupra caracteristicilor constructive ale bobinelor de emisie-recepție și ale inverterului, s-a realizat un experiment premergător cercetării din această lucrare. Acest subcapitol reprezintă o cercetare introductivă, privind îmbunătățirea eficienței și optimizarea WPT.



**Fig. 1.3.** Prezentarea de ansamblu a instalației WPT, utilizând un inverter clasă E [24]

Acest experiment constă în alimentarea unui circuit oscilant rezonant LC de la o sursă de înaltă frecvență monoalternanță și observarea variației eficienței WPT, ca raport între energia consumată pe bobina de emisie și energia recepționată pe bobina de recepție.

## Rezultate și discuții

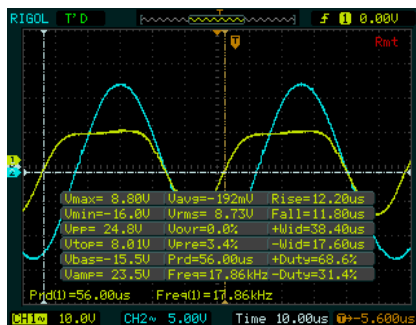
Pentru a determina cea mai bună eficiență a transferului wireless de energie, au fost utilizate forme de undă diferite cu frecvențe diferite, rezultând trei experimente.

În **experimentul 1**, bobina de emisie a fost alimentată la frecvența  $f=17.86$  kHz, a fost obținută o eficiență de transfer de aproximativ 91%, cel mai bun rezultat al tuturor experimentelor din acest capitol.

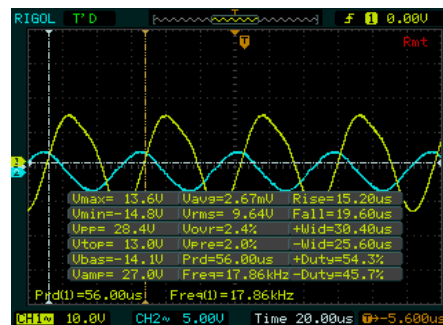
În **experimentul 2**, pentru a evidenția influența clară a formei de undă de tensiune asupra eficienței transferului wireless, bobina de emisie a fost alimentată cu aceeași frecvență ca în experimentul 1 (17,86 kHz), dar s-a utilizat o tensiune cu o formă de undă diferită. Forma de undă a tensiunii din experimentul 2 prezintă o atenuare mai redusă a perioadei alternanței pozitive, comparativ cu experimentul 1. În urma experimentului 2, a fost obținută o eficiență de transfer de aproximativ 45%, cea mai redusă dintre toate experimente din acest capitol.

În **experimentul 3**, evidențiind influența frecvenței asupra eficienței de transfer, bobina de emisie a fost alimentată la o tensiune cu o formă de undă aproximativ identică cu experimentul 1, dar cu o frecvență mai redusă, de 12 kHz, obținându-se o eficiență de transfer de 79%.

Pentru a realiza un studiu comparativ al parametrilor formelor de undă ale tensiunii de alimentare a bobinei de emisie, au fost alese experimentele cu cea mai mare eficiență (experimentul 1) și cu cea mai redusă eficiență (experimentul 2), parametrii formelor de undă ale tensiunilor fiind expuse în figurile 1.4, 1.5.



**Fig. 1.4.** Parametrii formei de undă a tensiunii de alimentare pentru experimentul 1



**Fig. 1.5.** Parametrii formei de undă a tensiunii de alimentare pentru experimentul 2

În experimentul 1, perioadele corespunzătoare pentru Rise și Fall sunt semnificativ reduse și aproape egale, comparativ cu experimentul 2. Referindu-ne la perioadele +Wid și -Wid, în experimentul 1, raportul  $+Wid/-Wid \approx 2.2$ , comparativ cu experimentul 2, unde raportul  $+Wid/-Wid \approx 1.18$ . Parametrii +Duty și -Duty prezintă, în experimentul 1, o pondere dublă pe alternanța pozitivă față de cea negativă, comparativ cu experimentul 2, unde ponderea este aproape egală.

## 1.6 Concluzii

Conform celor 3 experimente, eficiența propagării undelor electromagnetice depinde de mai multe aspecte ale formei de undă ale tensiunii de alimentare a bobinei de emisie:

- cu cât sunt mai scurte perioadele de tranziție (Rise, Fall) ale formei de undă ale tensiunii din emisie, cu atât este mai mare eficiența transmisiei wireless a energiei;
- cu cât perioada de propagare a unei alternanțe (+Wid sau -Wid) este mai lungă față de cealaltă alternanță, cu atât mai eficient se propagă undele electromagnetice prin aer (aspect influențat de duty cycle);
- cu cât o alternanță conține o cantitate mai mare de armonici (fără a inversa polaritatea alternanței), cu atât propagarea va fi mai eficientă pe acea alternanță, datorită variației continue a tensiunii.

## 2. STUDIUL TEORETIC AL TRANSFERULUI WIRELESS DE ENERGIE

### 2.1 Introducere

#### Categorii de sisteme de transfer wireless a energiei electrice

O primă clasificare a metodelor de transfer wireless a energiei electrice o constituie cele două tipuri de câmpuri, apropiat și îndepărtat, așa cum este prezentat în figura 2.1 [33].

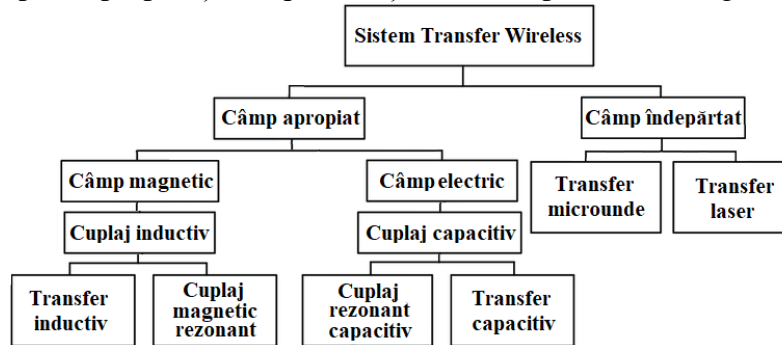


Fig. 2.1. Clasificarea tipurilor de transfer wireless [33]

Având în vedere specificul abordat al tezei de doctorat, se va utiliza transferul wireless de energie prin câmp apropiat magnetic, conform figurii 2.1.

### 2.2 Modelarea matematică a circuitului echivalent asociat transferului wireless de energie

#### Transferul wireless de energie prin circuite magnetice rezonante

Pentru transferul wireless a energiei se va utiliza cuplajul magnetic rezonant dintre circuitele oscilante LC, aparținând circuitului primar (emisie sau sursă) și circuitului secundar (recepție), ce pot fi configurate în patru topologii, conform figurii 2.2.

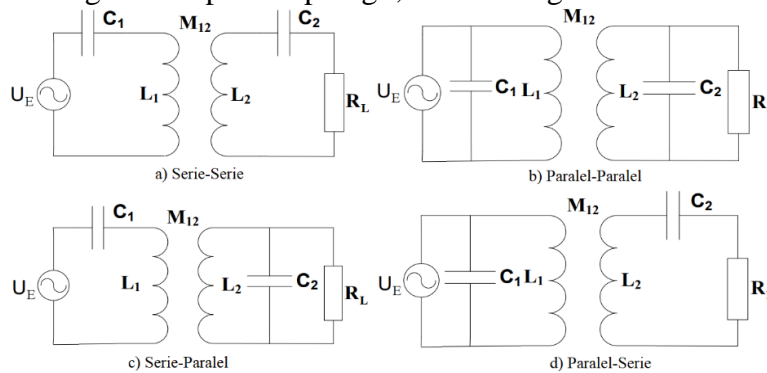


Fig. 2.2. Topologii de circuite oscilante cuplate magnetic rezonant [43]

#### Circuitul echivalent al topologiilor de oscilatoare cuplate magnetic rezonant

Pentru o tratare unitară a oricăror tipuri de circuite cuplate magnetic, s-a realizat schema din figura 2.3, ce expune, generalizat, diferitele topologii de conexiuni [43], [44].

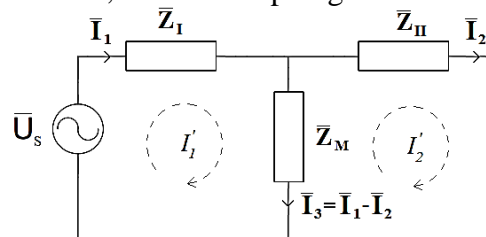
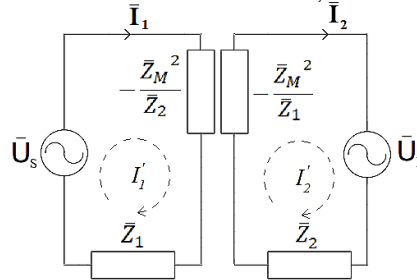


Fig. 2.3. Cuadripol echivalent de tip T [43], [44]

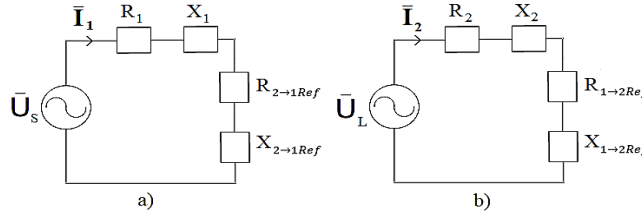


În urma definirii impedanțelor reflectate ale celor două circuite (primar și secundar), acestea sunt introduse în schemele celor două circuite, așa cum se poate observa în figura 2.4.



**Fig. 2.4.** Impedanțele reflectate de circuitele oscilante cuplate mutual [46]

Se evidențiază noi scheme echivalente raportate la primar și secundar, prezentate în figura 2.5. Putem concluziona faptul că influența primarului asupra secundarului și invers se manifestă prin reflectarea (introducerea) de rezistențe ( $R_{1 \rightarrow 2Ref}$ ,  $R_{2 \rightarrow 1Ref}$ ) și reactanțe ( $X_{1 \rightarrow 2Ref}$ ,  $X_{2 \rightarrow 1Ref}$ ).



**Fig. 2.5.** Circuite echivalente cu implicarea reactanțelor și rezistențelor reflectate

Putem concluziona că puterea consumată în primar, pe rezistența reflectată de secundar, reprezintă chiar puterea transferată în circuitul secundar și are expresia:

$$P_2 = \frac{1}{2} R_{2 \rightarrow 1Ref} I_1^2 \quad (2.1)$$

unde:  $P_2$  - puterea transferată în circuitul secundar.

În urma modelării puterii  $P_2$ , puterea totală poate fi exprimată astfel:

$$P = P_1 + P_2 = \frac{1}{2} R_1 I_1^2 + \frac{1}{2} R_2 I_2^2 \quad (2.2)$$

unde:  $P_1$  - puterea consumată în circuitul primar.

### 2.3 Condiția transferului maxim de putere

În cazul cuplajului mutual magnetic, vom defini coeficientul de cuplaj critic:

$$k_{crt} = \frac{X_{Mcrt}}{\sqrt{X_1 X_2}} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\sqrt{\omega L_1 \omega L_2}} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_{2tot}}} \rightarrow k_{crt} Q_k = 1 \quad (2.3)$$

Transferul maxim de putere în secundar se realizează la atingerea curentului maxim în secundar  $I_{2MM}$ :

$$P_{2MM} = \frac{1}{2} R_1 I_1^2 = \frac{1}{2} R_1 \frac{U_1^2}{(R_1 + R_{2 \rightarrow 1Ref})^2} = \frac{1}{2} \left( \frac{U_1^2}{4R_1} \right) \quad (2.4)$$

## 2.4 Randamentul transferului maxim de putere

Randamentul de transfer al circuitelor cuplate va fi exprimat ca raportul dintre puterea recepționată în secundar  $P_2$  și puterea totală  $P$  [39], [49], [48]:

$$\eta = \frac{P_2}{P} = \frac{R_{2 \rightarrow 1Ref} I_1^2}{(R_1 + R_{2 \rightarrow 1Ref}) I_1^2} = \frac{R_{2 \rightarrow 1Ref}}{R_1 (1 + \frac{R_{2 \rightarrow 1Ref}}{R_1})} = \frac{\frac{R_{2 \rightarrow 1Ref}}{R_1}}{1 + \frac{R_{2 \rightarrow 1Ref}}{R_1}} \quad (2.5)$$

Prin urmare, respectând egalitatea specifică transferului maxim de putere ( $R_1 = R_{2 \rightarrow 1Ref}$ ), expresia randamentului devine:

$$\eta = \frac{1}{2} = 50\% \quad (2.6)$$

## 2.5 Randamentul maxim de transfer raportat la rezistența de sarcină

Randamentul total de transfer din circuitul primar spre sarcina este definit astfel [49], [50]:

$$\eta_{tot} = \eta_Q \eta_2 = \frac{k^2 Q_1 Q_{2tot}}{1 + k^2 Q_1 Q_{2tot}} \left( \frac{Q_2}{Q_L + Q_2} \right) \quad (2.7)$$

Se calculează rezistența de sarcină optimă a circuitului secundar  $R_{Lopt}$  (raportată la coeficientul de cuplaj  $k$ ):

$$\frac{Q_2(Q_2 + Q_L)}{Q_2 + Q_L + k^2 Q_1 Q_2 Q_L} = Q_L \rightarrow Q_2^2 + Q_2 Q_L = Q_2 Q_L + Q_L^2 + k^2 Q_1 Q_2 Q_L^2 \rightarrow$$

$$Q_{Lopt} = \frac{Q_2}{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \quad [50] \quad (2.8)$$

factorul de calitate optim al sarcinii circuitului secundar poate avea valorile:  $Q_{Lopt} \geq 0$ .

## 2.6 Rezonanța circuitelor cuplate

De obicei, în cazul circuitelor cuplate mutual pentru transfer wireless de energie, se urmărește ca valoarea curentului din circuitul secundar să fie maximă, ceea ce asigură și o putere maximă transferată; această condiție (curent maxim în secundar) se obține prin acordarea circuitelor, prin aducerea la rezonanță.

## 2.7 Definirea ecuațiilor circuitelor cuplate mutual (serie-serie, paralel-paralel)

Pentru studiul transferului wireless de energie, în câmp apropiat, se vor determina ecuațiile de funcționare ale cuplajului inductiv mutual al celor două circuite oscilante emisie-recepție.

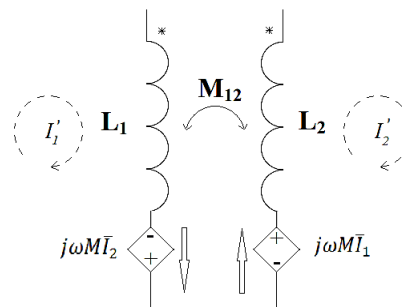
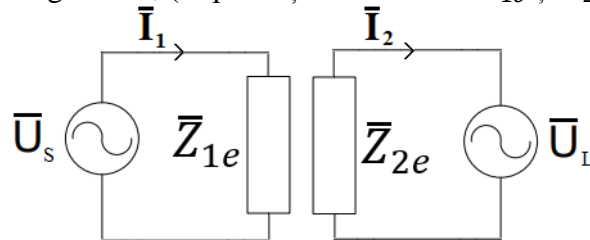


Fig. 2.6. Influența mutuală a două bobine [47]

Din figura 2.6,  $L_1$  și  $L_2$  - reprezintă bobinele de emisie și recepție, în care circulă curenții  $\bar{I}_1$  și  $\bar{I}_2$ ; bobinele sunt influențate reciproc prin intermediul inductanței mutuale  $M$ ; bobinele au aceeași direcție de înfășurare/polarizare, marcată cu \*. Curentul  $\bar{I}_1$  din  $L_1$  va induce în  $L_2$  o tensiune ( $j\omega M\bar{I}_1$ ) opusă tensiunii aplicate pe  $L_1$  și, în consecință, un curent  $\bar{I}_2$ . La rândul său,  $\bar{I}_2$  va induce în  $L_1$  o tensiune ( $j\omega M\bar{I}_2$ ), opusă tensiunii induse în  $L_2$  [51], [52].

Aplicând teoria cuadripolului echivalent tip T din figura 2.3, se poate crea un circuit universal pentru orice tip de cuplaj mutual inductiv (serie-serie, serie-paralel, paralel-serie, paralel-paralel) așa cum se prezintă în figura 2.7, (impedanțe echivalente  $\bar{Z}_{1e}$  și  $\bar{Z}_{2e}$ ).



**Fig. 2.7.** Scheme echivalente circuit de emisie și recepție

## 2.8 Oscilațiile forțate în circuitele serie și derivație

### Rezonanța tensiunilor, supratensiuni [39], [56], [57]

La rezonanță, tensiunile la bornele bobinei și condensatorului (serie) sunt egale ca mărime, însă variază în antifază. La bornele lui  $L$  și  $C$  apar supratensiuni,  $U_L = U_C = Q_{serie}U$ , așadar circuitul  $RLC$  serie, la rezonanță, va amplifica de  $Q_{serie}$  ori tensiunea aplicată la bornele circuitului.

$$Q_{serie} = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{C\omega_0 R} \quad (2.9)$$

### Rezonanța curenților, supraintensiți [38], [56], [57]

La rezonanță, curenții  $I_L$  și  $I_C$  au amplitudini aproape egale și sunt decalajați unul față de celălalt cu aproximativ  $180^\circ$ .

$$\frac{I_C}{I} = \frac{I_L}{I} = Q_{paralel}, Q_{paralel} = \frac{R}{L\omega_0} \quad (2.10)$$

Prin urmare, circuitul derivație amplifică la rezonanță de  $Q_{paralel}$  ori curentul sursei.

## 2.9 Concluzii

Studiul din acest capitol a demonstrat și fundamentat teoretic două abordări ale transferului wireless de energie cu implicații economice și tehnice:

- transferul maxim de putere (definit prin cuplajul critic),
- randamentul maxim de transfer (definit de rezistențele de sarcină optime).

Pentru randamentul de transfer au fost demonstrate teoretic două variante de calcul:

- realizând raportul puterilor,
- prin implicarea coeficientului de cuplaj și a coeficienților de calitate ale circuitelor.

Totodată, au fost definite și demonstrate ecuațiile exacte necesare calculului: rezistenței optime pentru un randament maxim, cuplajului critic, curentul maxim în circuitul de recepție.

### 3. BOBINELE UTILIZATE ÎN TRANSFERUL WIRELESS DE ENERGIE

#### 3.1 Fenomene și caracteristici asociate bobinelor

##### Lungime conductor utilizat în construcția bobinelor

Lungimea unui conductor, utilizat în bobinajul unei bobinele spirală plană, este determinată cu ajutorul formulei lui Gauss astfel:

$$l_s = 2\pi \left[ Nr_i + \left( \frac{(N-1)N}{2} \right) (w + p) \right] \quad (3.1)$$

unde:  $l_s$  - lungime conductor utilizat în construcția unei bobine tip spirală plană,  $w$  - diametru conductor,  $p$  - spațiul dintre spire.

Lungimea unui conductor utilizat în bobinajul unei bobine tip buclă planară, se calculează cu ajutorul diametrului mediu al bobinei, astfel:

$$l_b = N2\pi \left( \frac{D_o + D_i}{2} \right) \quad (3.2)$$

unde:  $l_b$  - lungime conductor utilizat în construcția unei bobine tip buclă planară,  $D_o$  - diametru exterior bobină,  $D_i$  - diametru interior bobină.

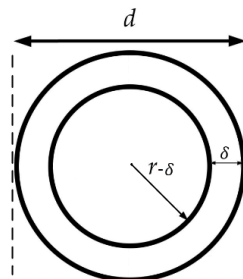
##### Rezistența bobinelor

Rezistența totală a unei bobine utilizate în transferul wireless de energie este suma rezistenței în curent alternativ, ce cuprinde rezistența de proximitate și efectul pelicular [61].

$$R_a = R_{skin} + R_{prox} \quad (3.3)$$

unde:  $R_a$  - rezistența totală a bobinei alimentate în c.a. de înaltă frecvență,  $R_{skin}$  - rezistența datorată efectului pelicular,  $R_{prox}$  - rezistența de proximitate.

##### Rezistența datorată efectului pelicular



**Fig. 3.1.** Secțiunea unui conductor și adâncimea de pătrundere a curentului alternativ  $\delta$  [61]

Diametrul conductorului bobinelor utilizate în curent alternativ, de înaltă frecvență, se supune limitării adâncimii de pătrundere a curentului  $\delta$ , astfel:

$$R_{skin} = \frac{l}{\sigma[\pi r^2 - \pi(r - \delta)^2]} = \frac{l}{\sigma[\pi(2r\delta - \delta^2)]} \rightarrow \quad (3.4)$$

trebuie îndeplinită relația  $2r\delta - \delta^2 > 0 \rightarrow \delta(2r - \delta) > 0$ , astfel:

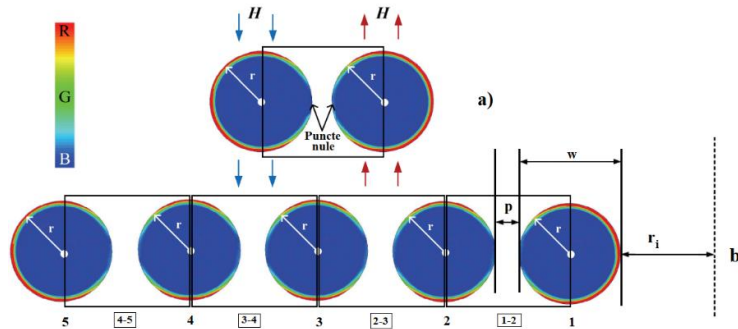
$$2r > \delta \quad (3.5)$$

Pentru calculul rezistenței în curent alternativ pentru un conductor Litz, formula este:

$$R_{skin(Litz)} = \frac{l}{\sigma[\pi(n2r\delta - \delta^2)]} \quad (3.6)$$

### Rezistența de proximitate

Curenții echivalenți, induși de intensitatea câmpului magnetic, sunt poziționați pe suprafața conductorului, iar distribuția de curent nu mai este simetrică, din punct de vedere circular [65].



**Fig. 3.2.** Asociere între interacțiunea dintre doi conductori și o succesiune de conductori din componența unei bobine spirală planară cu un singur strat [65]

Pentru simplificarea calculului rezistenței de proximitate dintre conductorii unei bobine spirală planară, s-a realizat o asociere ( $N$ ) cu interacțiunea a doi conductori străbătuți de același curent, sub aspectul efectului din fiecare jumătate de secțiune.

Rezistența de proximitate dintre doi conductori paraleli parcurși de același curent este:

$$R_{prox} = \left[ 2 \frac{1}{\sigma \delta} \pi^2 r^2 \left( \frac{2r}{\delta} - 1 \right) \right] H^2 \quad (\Omega * m) \quad (3.7)$$

unde:  $H$  - intensitatea câmpului magnetic.

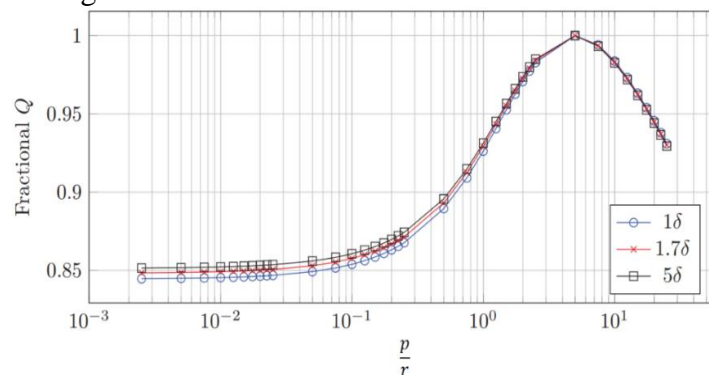
Putem defini formula lungimii totale a conductorilor supuși rezistenței de proximitate:

$$l_{tot} = \frac{2\pi [2(N-1)r_i + (w+p)] \left\{ 2 \left( \frac{(N-2)(N-1)}{2} \right) + (N-1) \right\}}{2} \quad (3.8)$$

Pentru a elimina efectul de proximitate dintre spirele unei bobine și a-l neglija în calcule, trebuie realizat un raport optim între spațiul dintre conductori și raza acestora:

$$\frac{p}{r} \quad (3.9)$$

unde:  $p$  - spațiul dintre conductori,  $r$  - raza conductorului. Acest raport optim este demonstrat în lucrarea [70] și expus în figura 3.3.



**Fig. 3.3.** Raportul optim pentru un factor de calitate maxim [70]

### 3.2 Ecuatiile de calcul a inductanțelor proprii și mutuale

**Ipoteza calculului inductanței mutuale** dintre două bobine, aflate la o distanță  $h$  una față de cealaltă, pentru bobine tip spirală planară și buclă planară, ambele cu spire circular concentrice, pornește de la o ecuație de bază, ce calculează inductanța mutuală a două bobine cu câte o spirală de rază  $R_i$  și  $R_j$ , aflate la o distanță  $h$  [76]:

$$M(R_i, R_j, h) = \mu_0 \sqrt{R_i R_j} \left[ \left( \frac{2}{s} - s \right) K(s) - \frac{2}{s} E(s) \right] \quad (3.10)$$

unde:  $M$  - inductanța mutuală a două bobine formate din câte o spirală,  $R_i$  - rază spirală emisie de ordin  $i$ ,  $R_j$  - rază bobină recepție de ordin  $j$ ,  $s$  - variabilă ce depinde de  $R_i$ ,  $R_j$ ,  $h$ ,  $K(s)$  și  $E(s)$  - integrale eliptice complete de grad I și II.

Trebuie menționat faptul că, în cazul inductanței mutuale, se neglijează raza conductorului ( $r$ ) întrucât  $\frac{r}{R} \ll 1$ . Calculul inductanței mutuale dintre două bobine, ce conțin mai multe spire, se realizează prin ecuația [76]:

$$M_{i,j} = \sum_{i=1}^{N_i} * \sum_{j=1}^{N_j} M(R_i, R_j, h) \rightarrow \quad (3.11)$$

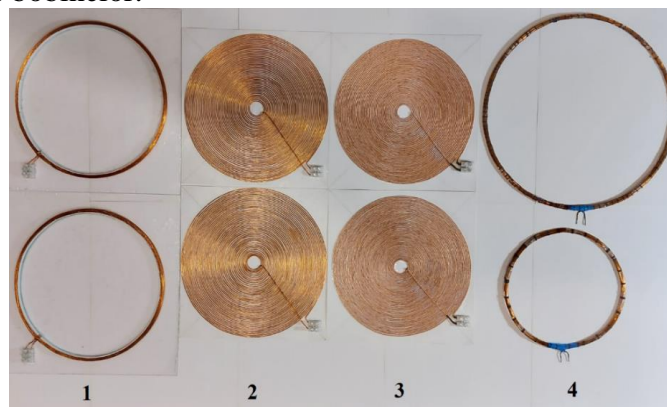
unde:  $M_{i,j}$  - inductanța mutuală a bobinelor multispiră, numărul de spire are următoarele valori -  $i=1,2,\dots,N_i$  și  $j=1,2,\dots,N_j$ ,  $i \neq j$ .

**Ipoteza calculului inductanței proprii** pentru bobine tip spirală planară și buclă planară, ambele cu spire circular concentrice, îndeplinind condiția  $\frac{r}{R} \ll 1$ , pornește de la o ecuație de bază, ce calculează inductanța proprie a unei bobine cu o singură spirală, de rază  $R$  [75], [77]:

$$L(R, r) = \mu_0 R \left( \ln \left( \frac{8R}{r} \right) - 2 \right) \quad (3.12)$$

unde:  $R$  - raza spirei din emisie/recepție,  $r$  - raza conductorului din bobina de emisie/recepție.

Pentru a demonstra aplicabilitatea și acuratețea formulelor de calcul, toate rezultatele teoretice ale inductanțelor determinate prin formule/soft de calcul vor fi verificate prin măsurători reale ale inductanțelor bobinelor.



**Fig. 3.4.** Bobine utilizate în studiul transferului wireless: 1,4 - bobine tip buclă planară, 2 - bobine tip spirală planară cu conductor masiv, 3 - bobine tip spirală planară cu conductor Litz [78]

### 3.2.1 Bobine tip buclă planară

**Inductanța proprie** (autoinductanța) pentru o bobină tip buclă planară, cu  $N$  spire, se calculează înmulțind ecuația (3.32) cu pătratul numărului de spire și este definită astfel [76], [79]:

$$L(r, w) = \mu_0 N^2 R \left( \ln \left( \frac{8R}{r} \right) - 2 \right) \quad (3.13)$$

O altă formulă pentru determinarea inductanțelor proprii pentru o bobină monospiră (exprimată în Henry), inspirată din lucrarea [39] este:

$$L(R, r) = 2\pi\mu_0 D \left( \ln \left( \frac{D}{r} \right) - 0.33 \right) 10^{-1} \quad (3.14)$$

adaptarea acestei formule la bobinele buclă planară multispiră se face prin înmulțirea ecuației cu numărul de spire  $N$ , nu cu pătratul acestora  $N^2$ , astfel ecuația devine:

$$L(R, r) = N 2\pi\mu_0 D \left( \ln \left( \frac{D}{r} \right) - 0.33 \right) 10^{-1} \quad (3.15)$$

Diferența dintre inductanța calculată cu ajutorul ecuației (3.13) și cea măsurată este:  
**bobina A**,  $85.11\mu\text{H}-69.1\mu\text{H}=15.71\mu\text{H}$ , a determinat o creștere de 23.17% din valoarea măsurată,  
**bobina B**,  $53.28\mu\text{H}-45.1\mu\text{H}=8.18\mu\text{H}$ , a determinat o creștere de 18.14% din valoarea măsurată,  
**bobina C**,  $193.05\mu\text{H}-165.8\mu\text{H}=27.25\mu\text{H}$ , a determinat o creștere de 16.43% din valoarea măsurată.

Diferența dintre inductanța calculată cu ajutorul ecuației (3.15) și cea măsurată este:  
**bobina A**,  $111.79\mu\text{H}-69.1\mu\text{H}=42.69\mu\text{H}$ , a determinat o creștere de 69.1% din valoarea măsurată,  
**bobina B**,  $69.27\mu\text{H}-45.1\mu\text{H}=24.17\mu\text{H}$ , a determinat o creștere de 53.59% din valoarea măsurată,  
**bobina C**,  $164.53\mu\text{H}-165.8\mu\text{H}=-1.17\mu\text{H}$ , a determinat o scădere de 0.76% din valoarea măsurată.

**Cuplajul mutual** total al bobinelor de tip buclă planară, realizate dintr-o succesiune de  $N$  spire concentrice de raze  $R_i$  ( $i=1\dots N_i$ ) și  $R_j$  ( $j=1\dots N_j$ ), având următoarele caracteristici constructive, specifice bobinei C:  $N_1 = N_2 = 18$ ,  $R_i = R_j = 0.101\text{m}$ ,  $h = 0.015\text{m}$ .

S-a obținut o inductanță mutuală de  $9.6932\text{e}-05 \approx 96.932\mu\text{H}$  (inductanța mutuală) pentru o distanță între bobine:  $h=0.015\text{m}$ . Prin analogie cu calculul inductanței proprii, inductanța mutuală va fi diminuată cu 16.43%.

### 3.2.2 Bobine tip spirală planară

Premergător calculului inductanțelor bobinelor tip spirală planară, conform figurii 3.5, a fost definită o ecuație pentru calculul razelor spirelor.

$$R_{N_1} = r_i$$

$$R_{N_2} = r_i + (w + p) \rightarrow R_{N_n} = r_i + (w + p)(N - 1) \quad (3.16)$$

unde:  $r_i$  - rază interioară bobineă,  $R_N$  - rază spiră,  $w$  - diametru conductor,  $p$  - spațiul dintre spire.

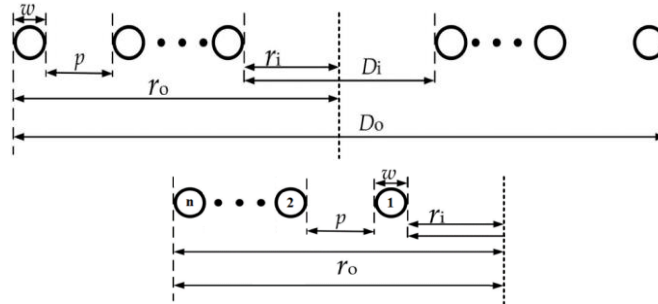


Fig. 3.5. Calculul razelor spirelor unei bobine tip spirală planară

**Inductanța proprie** (autoinductanța) pentru o bobină tip spirală planară, formată dintr-o succesiune de  $N$  spire concentrice, de raze diferite  $R_i$  ( $i=1,2,\dots,N$ ) și rază conductor  $r$ , îndeplinind condiția  $\frac{r}{R} \ll 1$ , este definită astfel [76]:

$$L_{tot} = \sum_{i=1}^N \mu_0 r_i \left( \ln \left( \frac{8R_i}{r_i} \right) - 2 \right) + \sum_{i=1}^{N_i} * \sum_{i \neq j}^{N_j} \mu_0 \sqrt{R_i R_j} \left[ \left( \frac{2}{s} - s \right) K(s) - \frac{2}{s} E(s) \right] \quad (3.17)$$

unde:  $L_{tot}$  - inductanța proprie a bobinei,  $i \neq j$ ,

La calculul acestei autoinductante trebuie amintit faptul că spirele  $i$  și  $j$  sunt ale aceleiași bobine, iar definirea inductanței mutuale din ecuația (3.17) se face prin definirea cuplajelor mutuale dintre spirele aceleiași bobine, definite ca  $i$  și  $j$  pentru a putea face combinații de cuplaje  $i, j$ .

O altă formulă pentru determinarea inductanței proprii (în  $\mu H$ ) pentru o bobina planară (dimensiuni în inch) este [80]:

$$L = \frac{A^2 N^2}{30A - 11D_i} \quad (3.18)$$

$$A = \frac{D_i + N(w + p)}{2}$$

unde:  $D_i$  - diametrul interior al bobinei.

În urma calculului, conform ecuației (3.18), s-au obținut următoarele rezultate ale inductanțelor proprii:

- **bobina D:** 161.74  $\mu H$ ,
- **bobina E:** 156.27  $\mu H$ .

Pentru verificarea acurateții formulilor de calcul, cu ajutorul unui RLC Meter, s-a realizat măsurarea inductanței celor două bobine tip spirală planară, conform figurii 3.6.



Fig. 3.6. Verificare inductanță proprie bobină tip spirală planară (variantele D, E)



În urma măsurătorilor s-au obținut următoarele inductanțe proprii:

- **bobina D:** 165.6 $\mu$ H;
- **bobina E:** 157.3 $\mu$ H.

Diferența dintre inductanțele calculate cu ajutorul ecuației (3.17) și cele măsurate sunt:  
**bobina D:** 202.7 $\mu$ H-165.6 $\mu$ H=37.1  $\mu$ H, a determinat o creștere de 22.4% din valoarea măsurată,  
**bobina E:** 195.3 $\mu$ H-157.3 $\mu$ H =38 $\mu$ H, a determinat o creștere de 24.16% din valoarea măsurată.

Diferența dintre inductanțele calculate cu ajutorul ecuației (3.18) și cele măsurate sunt:  
**bobina D:** 161.74  $\mu$ H-165.6 $\mu$ H=-3.86 $\mu$ H, a determinat o scădere de 2.33% din valoarea măsurată  
**bobina E:** 156.27 $\mu$ H -157.3 $\mu$ H =-1.03 $\mu$ H, a determinat o scădere de 0.65% din valoarea măsurată.

**Cuplajul mutual** al bobinelor de tip spirală planară, realizate dintr-o succesiune de  $N$  spire de raze  $R_i(i=1\dots N_i$  și  $R_j(j=1\dots N_j)$ , fiecare bobină având raze diferite pentru fiecare spiră, având următoarele caracteristici constructive, specifice variantei D:

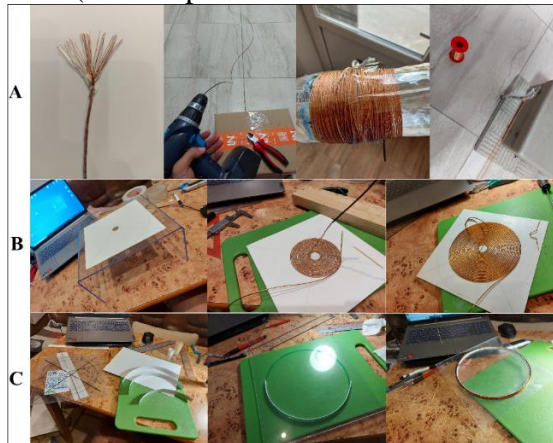
- $N_1 = N_2 = 44$ ,
- $r_{i1} = r_{i2} = 0.0095$ m,
- $w(i) = w(j) = 0.001$ ,
- $p(i) = p(j) = 0.0011$ ,
- $h = 0.015$ m.

S-a obținut o inductanță mutuală de  $8.1740e-05 \approx 81.74 \mu$ H (inductanța mutuală) pentru o distanță între bobine:  $h = 0.015$ m. Prin analogie cu calculul inductanței proprii, inductanța mutuală va fi diminuată cu 22.4%. Astfel, pentru  $h = 0.015$ m, inductanța mutuală teoretică va fi  $\approx 63.44 \mu$ H, definindu-se un coeficient de cuplaj al bobinelor descrise de  $k = 0.37$ .

### 3.3 Realizarea bobinelor și determinarea caracteristicilor finale

Pentru realizarea practică a bobinelor de emisie-recepție, se vor utiliza două tipuri de conductoare electrice de tip sârmă cupru emailat separat (cu email poliuretanic), de diametre diferite:

- 1 mm conductor masiv,
- 1.2 mm conductor Litz (realizat prin răsucire a 25 de conductori cu diametrul de 0.2mm).



**Fig. 3.9.** Realizarea practică a bobinelor: A - Realizare conductor Litz, B - Realizare bobine spirală planară, C - Realizare bobine buclă planară

Pentru experimentele din capitolele următoare s-au realizat două bobine aproximativ identice pentru fiecare tip C, D, E, având caracteristicile prezentate în tabelul 3.1.

**Tabel 3.1.** Caracteristici bobine C, D, E

Nr.	Denumire	Nr. spire	Di (m)	Do (m)	w (m)	p (m)	Lungime conductor (m)	Tip bobină	
1	D	44	0.019	0.203	0.001	0.0011	15.39	Conductor masiv	Bobină tip spirală planară
2		44	0.019	0.209	0.001	0.00116	15.76		
3	E	44	0.019	0.196	0.0012	0.0082	14.91	Conductor tip Litz	
4		44	0.019	0.195	0.0012	0.008	14.79		
5	C	18	0.202	-	0.001	-	11.42	Conductor masiv	Bobină tip buclă planară
6		18	0.202	-	0.001	-	11.42		

### Factorul de calitate al bobinelor raportat la tipul constructiv și frecvența de alimentare

Vor fi comparate șase bobine (perechi de câte două cu dimensiuni aproape identice), ale căror dimensiuni sunt prezentate în tabelul 3.1.

Cu ajutorul unui RLC Meter, se vor măsura inductanța, rezistența, în curent continuu, și factorul de calitate pentru frecvențe diferite (1kHz, 10kHz, 100kHz), rezultatele sunt prezentate în tabelul 3.2.

**Tabel 3.2.** Parametrii bobinelor pentru alimentarea la frecvențele: 1kHz, 10kHz, 100kHz

Nr.	Bobină spirală planară (conductor masiv)		Nr.	Bobină spirală planară (conductor tip Litz)		Nr.	Bobină buclă planară (conductor masiv)	
	L	Rdc		L	Rdc		L	Rdc
1	L=165.6μH	Rdc=0.38 Ω	3	L=165.3μH	Rdc=0.38 Ω	5	L=162.5μH	Rdc=0.29 Ω
	f (kHz)	Q		f (kHz)	Q		f (kHz)	Q
	1	2.84		1	2.9		1	3.7
	10	26.2		10	27.3		10	25.5
	100	126		100	257		100	54.3
2	L=174.1μH	Rdc=0.4 Ω	4	L=157.3μH	Rdc=0.36 Ω	6	L=165.8μH	Rdc=0.3 Ω
	f (kHz)	Q		f (kHz)	Q		f (kHz)	Q
	1	2.87		1	2.82		1	3.75
	10	26.5		10	25.3		10	27.3
	100	126		100	235		100	53.2

### 3.4 Concluzii

În urma experimentelor din acest capitol, putem concluziona:

- chiar dacă ecuațiile de calcul a inductanței proprii pentru bobine tip buclă sau spirală planară (3.13) și (3.17) sunt menționate și utilizate în multe articole de specialitate (din domeniul transferului wireless de energie [76], [60], [81], [82], [83], [84]), acestea nu se pretează pentru calcule în domeniul transferului wireless de energie, unde, în general, bobinele nu respectă condiția raportului dintre diametrul conductorului și diametrul bobinei ( $\frac{r}{R} \ll 1$ ), ecuațiile fiind împrumutate din domeniul radiotehnicii.

Secțiunea totală a conductorului tip Litz a bobinei **E** este aceeași cu secțiunea conductorului bobinei **D**, spațiul atribuit unei spire, la fel ca și geometria bobinelor (diametrul interior și diametrul exterior), fiind aproximativ identice între cele două bobine **D** și **E**, fapt ce demonstrează că natura conductorului nu influențează inductanța, atât timp cât se respectă parametrii geometrici enumerați în paragraf. Varianta **D**, având un spațiu mai mare între spire, a determinat și un diametru exterior, dar și o inductanță proporțional mai mare față de varianta **E**.

În ceea ce privește inductanța mutuală (pentru bobine tip buclă planară și spirală planară), dacă se utilizează bobine identice, atât în emisie, cât și în recepție, eroarea constatată în cazul inductanțelor proprii, calculate prin ecuațiile (3.13) și (3.17) – 16.43%, 22.4%, față de ecuațiile ce au oferit rezultate exacte, este scăzută din inductanța mutuală pentru corecție.

Din studiul factorului de calitate al bobinelor din tabelul 3.2 putem concludiona următoarele: la frecvențe joase, de până la 10kHz, factorul de calitate  $Q$  este aproape identic pentru toate cele 6 bobine, astfel tipul conductorului (Litz sau masiv) sau tipul bobinei (spirală sau buclă) nu au influențe semnificative. Odată cu majorarea frecvenței de alimentare a bobinelor la 100kHz, așa cum era de așteptat, bobina tip spirală planară, realizată din conductor de tip Litz a obținut un factor de calitate mult superior celorlalte bobine de tip spirală planară, ce utilizează conductor masiv, de aproximativ  $Q \approx 240$  (mai mare cu 100%), fapt ce le recomandă pentru utilizarea în sisteme wireless, ce funcționează la frecvențe de peste 100kHz. Bobinele de tip buclă planară cu conductor masiv au obținut valori ale coeficientului de calitate cu 80% mai redus față de bobinele tip spirală planară, cu conductor tip Litz (pentru  $f=100\text{kHz}$ ). În ceea ce privește coeficientul de calitate, pentru frecvențe joase, de aproximativ 10kHz, se recomandă bobine cu conductor masiv, întrucât au o construcție robustă și simplă.

## 4. INVERTOARE UTILIZATE ÎN TRANSFERUL WIRELESS DE ENERGIE

Acest capitol prezintă un studiu simulat al invertoarelor utilizate în transmiterea wireless a energiei electrice: inverter punte H, inverter jumătate de punte, inverter clasă E.

### 4.1 Simularea modelelor experimentale de invertere

Pentru alimentarea circuitelor oscilante, destinate transferului wireless de energie, se pot utiliza două tipuri de convertitoare: c.c.-c.a. sau c.c.-c.c. (semnal pe o singură alternanță), ce alimentează circuitele oscilante LC (serie sau paralel), destinate transferului wireless de energie.

#### 4.1.1 Inverter punte întregă H

Componența inverterului punte H cuprinde patru elemente de comutație, cu două ieșiri de semnal inversate (Low și High), așa cum se poate observa în figura 4.1.

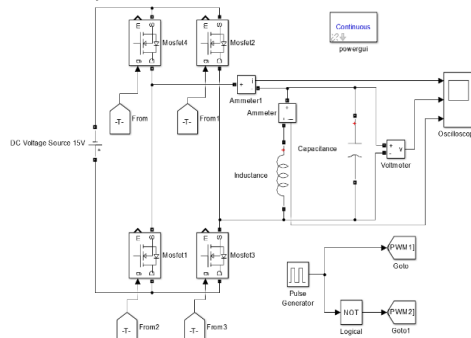


Fig. 4.1. Inverter punte întregă H

#### 4.1.2 Inverter jumătate de punte

Componența inverterului jumătate de punte cuprinde două elemente de comutație, cu două ieșiri de semnal inversate (Low și High), așa cum se poate observa în figura 4.2.

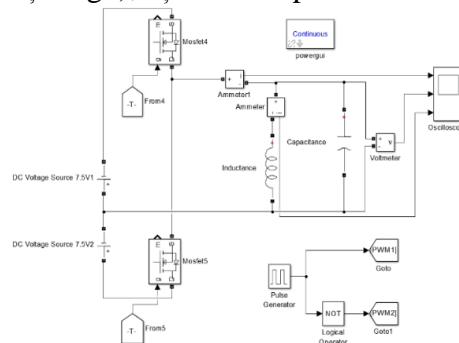


Fig. 4.8. Inverter jumătate de punte

#### 4.1.3 Inverter clasă E

Componența inverterului clasă E cuprinde un element de comutație, așa cum se poate observa în figura 4.3. Conectarea și deconectarea elementului de comutație asigură o tensiune de ieșire dreptunghiulară pe o singură alternanță.

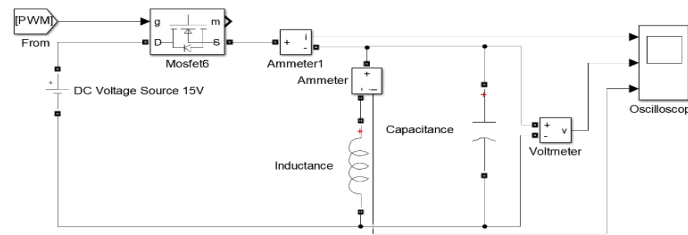


Fig. 4.3. Invertor clasă E

## 4.2 Concluzii

În urma simulărilor realizate privind funcționarea celor trei tipuri de invertoare, datele obținute au fost centralizate în tabelul 4.1 pentru a le putea interpreta și concluziona.

Tabel 4.1. Centralizator date simulări invertoare

Tip invertor	Sarcină rezistivă					
Invertor punte întreagă H	$I_{rms1}$	$U_{rms1}$	$P_1$	$THD_{curent1}$	$THD_{tensiune1}$	
	0.608A	13.38V	8.135W	47,71%	47,71%	
Invertor jumătate de punte	$I_{rms3}$	$U_{rms3}$	$P_3$	$THD_{curent3}$	$THD_{tensiune3}$	
	0.3055A	6.721V	2.05W	47,71%	47,71%	
Invertor clasă E	$I_{rms5}$	$U_{rms5}$	$P_5$	$THD_{curent5}$	$THD_{tensiune5}$	
	0.3055A	6.721V	2.05W	48,33%	48,33%	
Tip invertor	Sarcină oscilantă LC - paralel					
Invertor punte întreagă H	$I_{rms2}$	$U_{rms2}$	$P_2$	$I_{bobină A}^{rms}$	$THD_{curent2}$	$THD_{tensiune2}$
	0.84A	13.34V	11.2W	1.13A	215.94%	47,71%
Invertor jumătate de punte	$I_{rms4}$	$U_{rms4}$	$P_4$	$I_{bobină B}^{rms}$	$THD_{curent4}$	$THD_{tensiune4}$
	0.53A	6.71V	3.56W	0.569A	52.16%	47,56%
Invertor clasă E	$I_{rms6}$	$U_{rms6}$	$P_6$	$I_{bobină B}^{rms}$	$THD_{curent6}$	$THD_{tensiune6}$
	0.6A	18.41V	11.1W	1.501A	150.96%	52.4%
Tip invertor	Sarcină oscilantă RLC - serie					
Invertor punte întreagă H	$I_{curent2s}$	$U_{tensiune bobină2s}$	$U_{tensiune principală2s}$	$THD_{curent1s}$	$THD_{tensiune bobină1s}$	$THD_{tensiune principală1s}$
	5.72A	68.21V	6.12V	2.84%	5.79%	52,73%
Invertor jumătate de punte	$I_{curent2s}$	$U_{tensiune bobină2s}$	$U_{tensiune principală2s}$	$THD_{curent2s}$	$THD_{tensiune bobină2s}$	$THD_{tensiune principală2s}$
	5.67A	69.27V	6.16	3.66%	5.94%	53,02% d
Invertor clasă E	-					

În baza tabelului 4.1 putem concluziona următoarele:

- a. sarcină rezistivă
  - spre deosebire de invertorul punte H, invertoarele jumătate de punte și clasă E au obținut aceleași valori scăzute ale tensiunii și curentului, cu o ușoară creștere a THD curent și tensiune pentru invertorul clasă E,
  - invertorul punte H a obținut valori duble ale tensiunii și curentului față de celelalte două invertoare, utilizând întreaga energie a sursei de tensiune, fapt ce îl recomandă, în detrimentul celorlalte două invertoare pentru alimentarea sarcinilor rezistive.
- b. sarcină LC paralel
  - invertorul punte H oferă cel mai mare curent prin bobină, creând cel mai puternic câmp magnetic, de dorit în cazul transferului wireless prin inducție magnetică,
  - invertorul clasă E, aplică cea mai mare tensiune pe bobină, ceea ce îl recomandă pentru transferul wireless; prin câmp electric.
- c. sarcină RLC serie

- inverterul clasă E nu poate funcționa în această configurație, deoarece componenta de c.c. de la ieșirea inverterului, în teorie, dar și în simulare, nu poate străbate condensatorul înseriat,
- în cazul invertoarelor punte întregă H și jumătate de punte se observă o creștere a tensiunii aplicate pe bobină, prin urmare și un curent mult mai mare străbate bobina, valori mult superioare tuturor experimentelor, fapt ce le recomandă pentru alimentarea sarcinilor oscilante RLC serie.

Din punct de vedere al factorului de putere al sarcinilor invertoarelor ( $\cos(\varphi)$ ), acesta este influențat de THD curent, conform lucrării [88]:

$$Powerfactor = \cos(\varphi) \sqrt{\frac{1}{1 + THD_{curent}^2}} \quad (4.1)$$

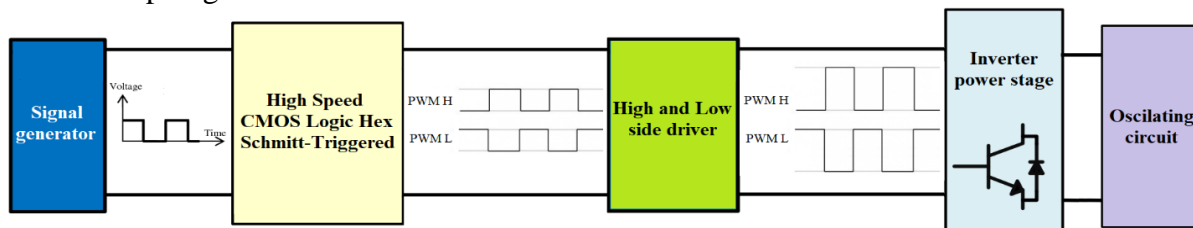
Se confirmă teoria din capitolul 2.8:

- în cazul circuitelor oscilante LC serie, tensiunea aplicată componentelor L și C este amplificată față de tensiunea generatorului,
- în cazul circuitelor LC paralel, curenții prin ramurile ce conțin elementele L și C este amplificat față de curentul principal de la ieșirea inverterului.

Putem confirma astfel că, elementele LC din circuitul de emisie trebuie conectate în paralel, dacă se dorește transfer wireless prin inducție magnetică.

### 4.3 Construcția invertoarelor

În urma studiului teoretic simulat al invertoarelor din capitolele precedente [92], au fost selectate invertoarele de tip punte H și clasă E, pentru a fi realizate practic. În figura 4.4 este prezentată topologia de comandă a invertoarelor.



**Fig. 4.4.** Topologia generală a unui inverter tip punte H sau clasă E; utilizată în realizarea practică în această lucrare [93]

#### 4.3.1 Inverter punte întregă H

Pentru invertoarele tip punte H, este necesară utilizarea tranzistorilor MOSFET, având comutație trecere sus (H – high side) și trecere jos (L – low side).

#### Funcționarea acționării tranzistorilor MOSFET prin driverului IR2112 [98], [100]

Comanda driverelor de acționare a tranzistorilor MOSFET se realizează prin aplicarea pe intrările HIN și LIN (aparținând IR2112) a semnalelor Signal 1 și Signal 2 transmise de CD74HC14 (figura 4.5).

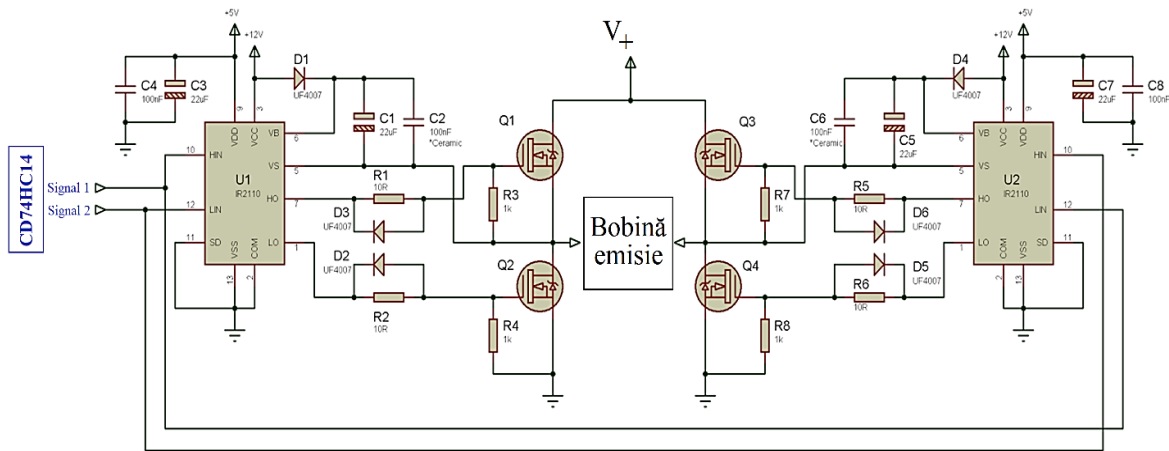


Fig. 4.5. Schema electrică completă a invertorului punte H [100]

Grupul de componente D1, C1, C2 formează, pentru U1 (IR2112), circuitul bootstrap, la fel ca și D4, C5, C6 pentru U2 (IR2112).

Pentru a simula funcționarea completă a schemei (anexa 1), neavând montați tranzistorii de putere, s-a recurs la un artificiu, pinii 5 (Vs) ai driverelor IR2112 au fost conectați la minus (așa cum se poate observa în figura 4.6), pentru a încărca condensatorii (bootstrap).

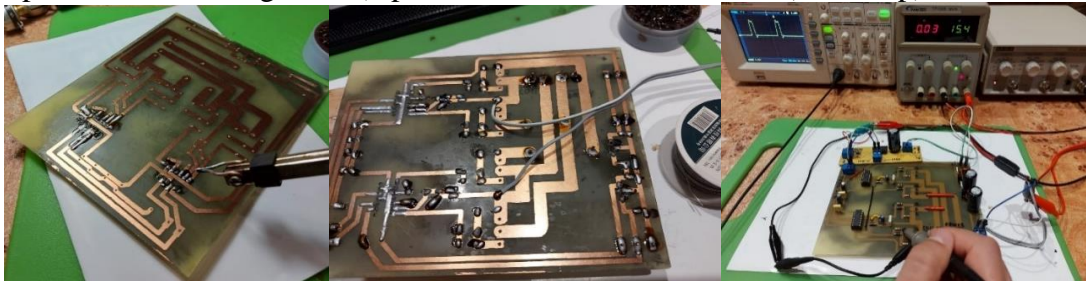


Fig. 4.6. Montare elemente placă invertor punte H și testare fără montrea tranzistorilor

S-a realizat montarea tranzistorilor de putere și a radiatoarelor de răcire, realizarea primelor teste de funcționare, cositorirea circuitelor și montarea conductorilor de  $1.5 \text{ mm}^2$  pe circuitele de putere (figura 4.7).

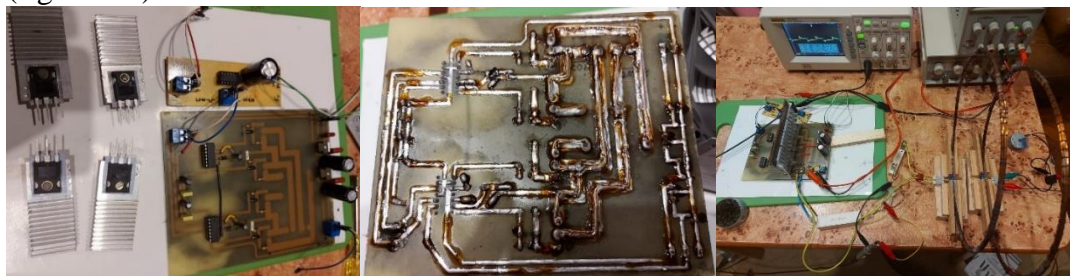
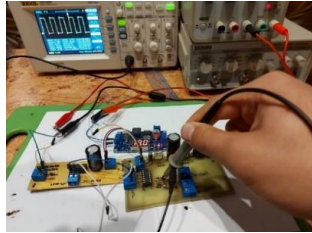


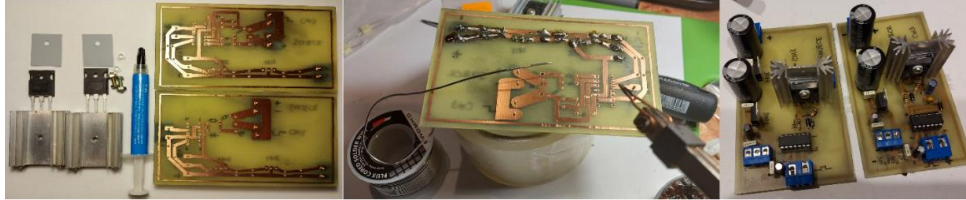
Fig. 4.7. Montarea radiatoarelor, cositorirea și îngrosarea circuitelor de putere, testare invertor punte H

#### 4.3.2 Invertor clasă E

În continuare, se vor prezenta, pe scurt, în figurile 4.8 și 4.9 etape din verificarea și realizarea invertorului clasă E.



**Fig. 4.8.** Verificare semnal de ieșire driver IR2112 fără montarea tranzistorului de putere



**Fig. 4.9.** Realizarea invertoarelor clasa E

#### 4.4 Concluzii

Îmbunătățirea formei de undă pătrate (square) și limitarea vârfurilor de tensiune la ieșirea inverterului punte H se poate realiza prin:

1. utilizarea unei surse de alimentare separată a etajelor de comandă (hex inverter, drivere) față de etajul de putere,
2. montarea unei bobine antișoc pe circuitul de alimentare al etajului de putere, pentru limitarea șocurilor de curent,
3. montarea de filtre RC sau LC pe alimentarea etajelor de comandă (hex inverter și drivere)
4. creșterea tensiunii de alimentare a driverelor de la 12Vc.c. la 15Vc.c., pentru a reduce pierderile de comutație ale tranzistorilor MOSFET (deschidere completă a tranzistorilor de putere),
5. Înlocuirea diodei de pe intrarea de comandă a hex inverterului cu o diodă rapidă și filtrarea semnalului de comandă cu filtru RC sau LC.
6. montarea unui condensator de 1 nF între comanda pe Gate a tranzistorilor de putere și masă.

În ceea ce privește etapele de construcție a inverterului punte H, este foarte importantă verificarea semnalelor driverelor (LO și HO) înainte de montarea tranzistoarelor de putere; o eroare în sincronizarea controlului tranzistoarelor de putere va provoca deteriorarea ireversibilă a inverterului.

Un alt aspect legat de siguranța în funcționare a inverterului este acela de a nu alimenta etajul de putere (tranzistoarele de putere) fără a activa comanda acestuia.

În experimentele practice, privind randamentul și puterea transferată wireless, din capitolele următoare, se va utiliza inverterul punte H, studiul utilizării inverterului clasă E reprezentând o premisă viitoare de cercetare.



## 5. OPTIMIZAREA SISTEMELOR DE CUPLAJ MAGNETIC UTILIZÂND ECRANE

### 5.1 Definirea proprietăților ecranelor utilizate

Cercetarea din acest capitol se bazează pe realizarea de experimente, în vederea creșterii eficienței de transfer wireless a energiei electrice prin ecranarea și reflexia undelor electromagnetice a bobinei de emisie.



Fig. 5.1. Ecrane utilizate în procesul de ecranare a bobinei de emisie

### 5.2 Eficacitatea de ecranare – SE (Shielding Effectiveness)

Ecranarea reprezintă proprietatea unui ecran (shield) de a atenua trecerea unui câmp electric, magnetic sau electromagnetic prin: A - absorție (Absorption Loss), R - reflexie (Reflection Loss) și M - reflexii succesive (multiplied reflection). Eficacitatea de ecranare SE (Shielding Effectiveness) cuprinde suma celor trei termeni (A, R, M), fiecare reprezentând unul dintre fenomenele fizice, ce corespund ecranării astfel [108]:

$$SE = R + M + A[dB] \quad (5.1)$$

#### 5.2.1 Câmpuri apropiate și câmpuri îndepărtate

Raportând distanța dintre sursa de câmp și ecran la lungimea de undă a câmpului, ecranarea se împarte în două categorii [108], [116]:

- ecranajul pentru câmpul apropiat (near field), unde distanța între sursă și ecran ( $r$ ), față de lungimea de undă ( $\lambda$ ) trebuie să îndeplinească condiția  $r \ll \lambda/2\pi$ ,
- ecranajul pentru câmpul de unde plane, câmp îndepărtat (far field), trebuie să îndeplinească condiția  $r \gg \lambda/2\pi$ .

#### 5.2.2 Ecranare prin reflexie Reflexia câmpului magnetic

În cazul câmpului magnetic, reflexia se produce la limita de ieșire a unei din ecran, dar pentru a se produce reflexia trebuie ca impedanța de undă a mediului din care iese câmpul (specifică ecranului) să fie mai mare față de impedanța mediului în care pătrunde unda la ieșirea din ecran.

Pierderile prin reflexie ale câmpului magnetic sunt [108], [110]:

$$R_m = 14.57 + 10 \log \frac{fr^2\sigma_r}{\mu_r} \quad (5.2)$$

unde:  $f$  - frecvența (exprimată în Hz),  $\sigma_r$  - conductivitatea relativă a materialului,  $\mu_r$  - permeabilitatea relativă a materialului,  $r$  - distanța sursei față de ecran (exprimată în m).

Dacă se obțin valori negative ale lui  $R_m$ , termenul este egalat cu 0 și se neglijează reflexiile succesive M. În cazul în care valoarea lui  $R_m$  este apropiată de 0, se produce o eroare în baza nerespectării condiției  $Z_1 \gg Z_2$  - specifică reflexiei [108], [110].

### 5.2.3 Ecranare prin reflexie succesivă (multiplicată)

În cazul în care grosimea ecranului  $t$  nu este mai mare, comparativ cu adâncimea de pătrundere  $\delta$ , atunci reflexiile succesive și transmisia pot fi importante. Dacă ( $t > \delta$ ), impactul reflexiilor succesive este neglijabil, întrucât pierderile prin absorbție sunt semnificative. Dacă ( $t < \delta$ ), atunci atenuarea prin reflexii succesive este negativă și eficacitatea ecranării scade, atenuarea cauzată de reflexia succesivă fiind definită astfel:

$$M = 20 \log \left( 1 - e^{-\frac{2t}{\delta}} \right) [dB] \quad (5.3)$$

### 5.2.4 Ecranare prin absorbție

Ecranarea prin absorbție este o proprietate exclusivă a materialului ecranului, este identică atât pentru câmpul apropiat electric sau magnetic, cât și pentru câmpul îndepărtat (undele plane), absorbția este independentă de natura sursei de câmp [114]. Limita de adâncime în materialul ecranului până la care are loc ecranarea prin absorbție este reprezentată de adâncimea de pătrundere [111], [109], [118], [114].

Atenuarea prin absorbție este definită astfel [108]:

$$A = 131t\sqrt{\mu\sigma f} \quad (5.4)$$

unde:  $t$  - grosimea ecranului (exprimată în m).

În urma documentării din literatura de specialitate, formula completă a coeficientului SE destinată câmpurilor magnetice este:

$$SE = A \rightarrow \boxed{131t\sqrt{\mu_r\sigma_r f}} + M \rightarrow \boxed{20 \log \left( 1 - e^{-\frac{2t}{\delta}} \right)} + R_m \rightarrow \boxed{14.57 + 10 \log \frac{fr^2\sigma_r}{\mu_r}} \quad (5.5)$$

## 5.3 Determinarea dispunerii intensității câmpului magnetic al bobinelor

Pentru definirea intensității și dispunerii câmpului magnetic s-au utilizat trei tipuri de bobine (buclă planară cu conductor masiv, spirală planară cu conductor masiv și Litz) de diametre și inductanțe identice, ce au fost alimentate la o tensiune bialternanță de înaltă frecvență (aproximativ 6kHz), fiind aduse în starea de rezonanță de ajutorul bateriilor de condensatoare.

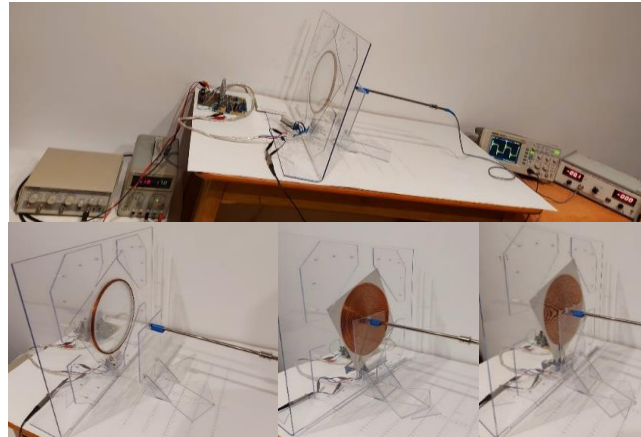


Fig. 5.2. Măsurarea dispunerii inductanței magnetice

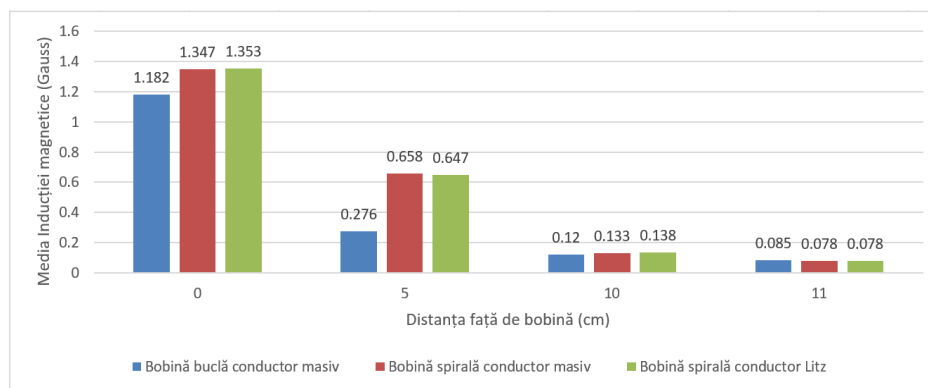


Fig. 5.3. Comparație a inducției magnetice medii pentru cele trei bobine

#### 5.4 Soluții constructive de ecranare

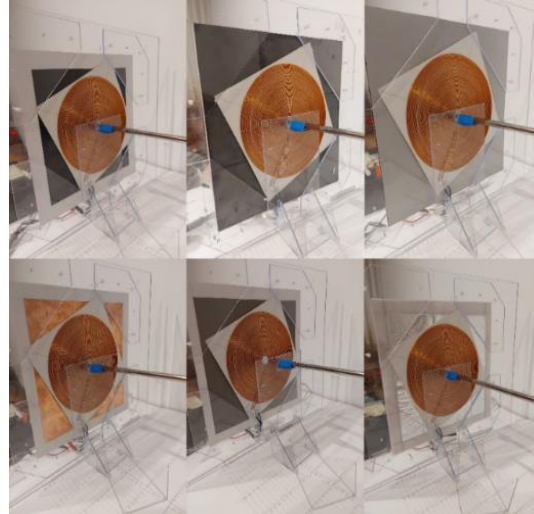
În tabelul 5.1 a fost calculată impedanța de undă magnetică ( $Z_{W_m}$ ), iar, pentru fiecare material de ecranare, impedanța caracteristică mediului ( $Z_S$ ) (ecran) și adâncimea de pătrundere ( $\delta$ ), pentru o frecvență de lucru  $f=10.42\text{kHz}$  și o distanță între ecran și bobină de  $r\approx 0.6\text{mm}$  (grosimea suportului de hârtie al bobinei).

Tabel 5.1. Impedanță ecran ( $Z_S$ ), adâncime de pătrundere specifică ecranelor ( $\delta$ ), impedanța de undă magnetică ( $Z_{W_m}$ ) pentru o frecvență  $f=10.42\text{kHz}$

f	10.42kHz							
Ecran	1	2	3	4	5	6	7	8
$\delta$	1237.10	45.17	0.00013	0.00064	2.10E-05	0.00064	0.00080	0.00080
$Z_S$	215690.58	590.69	0.00075	3.76E-05	0.0067	3.75E-05	4.66E-05	4.66E-05
$Z_{W_m}$	4.93138E-05							

##### 4.4.1 Ecranarea bobinei de emisie

Eficacitatea ecranării bobinei de emisie dintr-un sistem de transfer wireless trebuie să conțină o pondere cât mai mare a componentei de reflexie, pentru a spori câmpul magnetic de pe extradadosul bobinei. În figura 5.4 sunt prezentate etape din timpul măsurătorilor inducției magnetice pentru diferitele tipuri de structuri de ecrane.



**Fig. 5.4.** Măsurători inducție magnetică ale ecranelor

Măsurătorile inducției magnetice pentru fiecare ecran s-au realizat din punct în punct (13 puncte), lateral față de centrul bobinei, inclusiv, la intervale de 1 cm, în zona exterioară bobinei. Pentru a scoate în evidență efectul de margine al inductorului s-au realizat măsurători la intervale de 0.5cm (9, 9.5, 10, 10.5 - față de centrul bobinei).

Măsurătorile s-au realizat la distanța minimă față de planul bobinei  $\approx 0\text{mm}$ , dispunerea montajului fiind ecran-bobină-sondă de măsurare, rezultatele fiind expuse în tabelul 5.2.

**Tabel 5.2.** Rezultatele măsurătorilor și calculului amplificării inducției magnetice în dB pentru fiecare tip de ecran

Valori măsurate		$B_{A_1}$																
Tip ecran	0	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P	
Distanța față de centrul bobinei	0	3.4	4.1	5.8	5.8	5.7	4.1	4.7	4.3	4.3	4.9	4.5	5	5.1	5.2	7	6.4	5.3
	1	3.2	3.7	5.5	5.5	5.4	4	4.6	3.8	3.9	4.6	4.3	4.8	4.9	4.7	6.4	6	5.1
	2	2.2	2.9	4.6	4.4	4.6	3.2	3.9	3.1	3.1	3.7	3.7	3.8	4.1	3.7	5.2	5	4.1
	3	2	2.3	3.7	3.6	3.5	2.5	3.2	2.5	2.5	2.8	3	3	3.3	2.9	4.1	4	3.2
	4	1.2	1.7	2.7	2.6	2.6	1.9	2.6	1.9	1.9	2.2	2.3	2.2	2.5	2.1	3.2	3.1	2.6
	5	1.1	1.4	2.1	1.9	1.9	1.5	2	1.4	1.4	1.6	1.8	1.9	2	1.6	2.4	2.3	2.1
	6	0.7	0.9	1.4	1.2	1.3	1	1.6	1	1	1.1	1.2	1.3	1.4	0.9	1.7	1.6	1.4
	7	0.5	0.6	0.9	0.8	0.7	0.6	1	0.6	0.6	0.9	0.7	0.8	1	0.7	1.4	1.1	1.1
	8	0.2	0.1	0.5	0.3	0.3	0.2	0.3	0.1	0.1	0.4	0.2	0.3	0.3	0.2	0.5	0.4	0.5
	9	0	0.2	0.1	0.1	0.3	0.1	0.1	0.3	0	0	0.1	0.1	0.1	0	0.2	0.2	0
	9.5	0.2	0.5	0.6	0.6	0.8	0.4	0.7	0.8	0.5	0.2	0.7	0.5	0.6	0.6	0.9	0.7	0.5
10	0.4	0.8	1.2	1.2	1.5	0.7	1.2	1.2	0.8	0.7	1	0.8	1	1.1	1.5	1.3	0.8	
10.5	0.4	0.6	1.3	1.4	1.3	1	1.2	1	1	0.8	1.1	0.6	1	1	1.2	1.5	1	
Medie câmp magnetic	1.19	1.52	2.33	2.26	2.3	1.63	2.08	1.69	1.62	1.83	1.89	1.93	2.1	1.9	2.74	2.58	2.13	
Amplificare ( dB)		1.06	2.93	2.78	2.85	1.36	2.43	1.52	1.34	1.88	2.01	2.09	2.46	2.02	3.62	3.36	2.52	

**Tabel 5.3.** Variația inductanței bobinei L1 pentru fiecare tip de ecran utilizat și amplificarea specifică în dB

Ecran	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
Amplif. (dB)	1.06	2.93	2.78	2.85	1.36	2.43	1.52	1.34	1.88	2.01	2.09	2.46	2.02	3.62	3.36	2.52
$L_{\mu\text{H}}$	165.4	196.8	196.2	197.5	152.9	180.2	177.8	199.2	192.4	285.8	279.4	266.6	194	278.7	285.1	283.1

## 5.5 Concluzii

În urma studiului teoretic și experimentelor din acest capitol, putem concluziona următoarele:

- prin identificarea dispunerii intensității câmpului magnetic al bobinelor, s-a constatat că bobinele tip buclă au o toleranță mai redusă la nealiniere spre deosebire de bobinele tip spirală planară (în cazul utilizării bobinelor identice în emisie și în recepție);
- dispunerea variabilă a mediei intensităților de câmp magnetic, pentru bobine diferite, sugerează faptul că tipul de bobină buclă sau spirală plană determină un punct diferit de cuplaj critic (cuplaj critic dependent de distanța dintre bobine).

**Observație** Diferența de amplificare a câmpului magnetic dintre ecranul A și E este dată de faptul că, la ecranul A, din cauza traversării stratului de Ni, apar pierderi (ecranare prin absorbție), precedată apoi de reflexie, în timp ce, la ecranul E, reflexia se produce la prima interacțiune a undei cu ecranul, cu toate că inductanța produsă de ecranul E este mai mică comparativ cu ecranul A. O altă justificare este diferența de grosime, ecranul A are o grosime de 0,8mm (pierderi mai mari la reflexia succesivă-multiplicată), în timp ce ecranul E o are doar de 0.2mm (pierderi mai mici la reflexia succesivă-multiplicată).

## 6. RANDAMENTUL ȘI PUTEREA TRANSFERATĂ WIRELESS – DETERMINĂRI EXPERIMENTALE

Sunt evidențiate două ipoteze privind timpii de încărcare ai acumulatorilor dronelor:

### A. Randamentul maxim de transfer

### B. Puterea maximă transferată

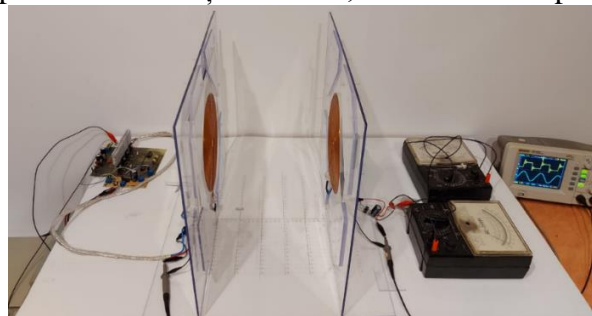
Pentru evidențierea efectelor sarcinii asupra randamentului și puterii transferate au fost calculate rezistențele de sarcină optime, stabilindu-se o plajă de coeficienți de cuplaj fictivi  $k$  cuprinși între 0.3-1. Astfel, la o frecvență de lucru  $f=10.42\text{kHz}$ , au fost calculate rezistențele de sarcină optime pentru cuplajul bobinelor cu suport aer, L1 ( $165.6\mu\text{H}$ ,  $R_{L_1} = 0.38\Omega$ ) cu L2 ( $174.1\mu\text{H}$ ,  $R_{L_2} = 0.4\Omega$ ) și pentru cuplajul bobinelor, având ecranul N montat pe intradosul bobinei de emisie L1, având noi parametrii specifici ( $278.7\mu\text{H}$ ,  $R_{L_1} = 0.38\Omega$ ) cu L2 ( $174.1\mu\text{H}$ ,  $R_{L_2} = 0.4\Omega$ ). Rezultatele sunt prezentate în tabelul 6.1, în baza căruia s-au ales și utilizat pentru experimentele următoare trei valori ale rezistențelor de sarcină  $R_L$ :  $31\Omega$ ,  $11\Omega$ ,  $5.6\Omega$ , ce reprezintă aproximativ valorile maxime, minime și sub-minime ale rezistențelor din tabelul 6.1.

**Tabel 6.1.** Determinarea teoretică a rezistențelor optime de sarcină raportat la coeficientul de cuplaj dintre bobine ( $k$ )

$k$	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
L1 ( $165.6\mu\text{H}$ , $R_{L_1} = 0.38\Omega$ ) și L2 ( $174.1\mu\text{H}$ , $R_{L_2} = 0.4\Omega$ )								
$R_{L_{opt}}(\Omega)$	37.7	28.3	22.7	18.9	16.24	14.2	12.6	11.37
$M$	50.9	67.9	84.9	101.9	118.9	135.8	152.8	169.79
L1 ( $278.7\mu\text{H}$ , $R_{L_1} = 0.38\Omega$ ) și L2 ( $174.1\mu\text{H}$ , $R_{L_2} = 0.4\Omega$ )								
$R_{L_{opt}}(\Omega)$	29.1	21.9	17.5	14.6	12.5	11	9.7	8.77
$M$	66.1	88.1	110.1	132.2	154.2	176.2	198.2	220.27

### 6.1 Cuplajul bobinelor tip spirală planară

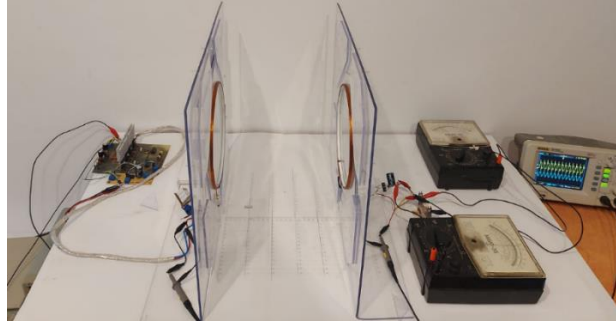
S-au realizat două etape ce cuprind comportamentul cuplajului celor două bobine pentru o frecvență de lucru fixă și pentru o frecvență variabilă, determinată de puterea maximă recepționată.



**Fig. 6.1.** Bobine tip spirală planară studiu asupra ecranului din circuitul de emisie și al sarcinii din circuitul de recepție

### 6.2 Cuplajul bobinelor tip buclă planară

S-au realizat două etape, ce cuprind comportamentul cuplajului celor două bobine, pentru o frecvență de lucru fixă și pentru o frecvență variabilă, determinată de puterea maximă recepționată.



**Fig. 6.2.** Bobine tip buclă planară studiu asupra ecranului din circuitul de emisie și al sarcinii din circuitul de recepție

### **6.3 Influența distanței ecran-bobină de emisie asupra randamentului și puterii transferate**

Pentru a identifica efectul distanței dintre ecran și bobina de emisie asupra reflexiei câmpului magnetic, în vederea creșterii randamentului de transfer și puterii recepționate, s-au realizat experimente pentru sarcina de  $5.6\Omega$ , utilizată cu bobinele tip spirală planară, sarcină ce a determinat randamente și puteri maxime transferate în experimentele anterioare (unde distanța dintre ecran și bobina de emisie a fost aproximativ 0). Distanțele utilizate în experimente, între ecran și bobina de emisie sunt de 2mm, 4mm și 8mm, atât pentru frecvența fixă de 10.42kHz, cât și pentru frecvența determinată de puterea maximă transferată în circuitul de recepție.

#### **I. Influența distanței dintre ecran și bobina de emisie la o frecvență de lucru fixă**

#### **II. Influența distanței dintre ecran și bobina de emisie la o frecvență de lucru variabilă**

### **6.4 Concluzii**

În urma rezultatelor experimentelor desfășurate în acest capitol, sunt prezentate concluziile.

#### **Cuplajul bobinelor tip buclă planară**

În ceea ce privește studiul și experimentele privind transferul wireless de energie utilizând bobine tip buclă planară (atât fără suport magnetic cât și cu utilizarea ecranului **N** pentru bobina de emisie), acestea au oferit rezultate mult inferioare în ceea ce privește transferul maxim de putere și randamentul de transfer, comparativ cu experimentele derulate utilizând bobine tip buclă planară.

#### **Cuplajul bobinelor tip spirală planară raportat la rezistența de sarcină**

În toate experimentele ce definesc transferul wireless de energie dintre două bobine tip spirală planară, valorile maxime ale randamentului și puterii transferate au fost obținute pentru rezistența de sarcină  $5.6\Omega$ , valoare ce este redusă comparativ cu rezistențele optime definite pentru cuplajul ideal  $k=1$ ,  $11.37\Omega$ , pentru bobinele cu suport aer și  $8.77\Omega$  pentru bobinele ce utilizează ecran în circuitul de emisie. Referitor la ambele variante de cuplaj ale bobinelor, cu ecran în emisie sau cu ambele bobine în aer, rezistența sarcinii de  $5.6\Omega$  (mai mică față de rezistențele  $11.37\Omega$  și  $8.77\Omega$  specifice cuplajului  $k=1$  din tabelul 6.1), a determinat randamentele și puterile maxime, pentru cele mai mici distanțe între bobine. Odată cu utilizarea rezistențelor de sarcină cu valorile  $11\Omega$  sau  $31\Omega$ , ce depășesc sau sunt egale cu rezistențele  $11.37\Omega$  și  $8.77\Omega$  specifice pentru cuplajul  $k=1$  din tabelul 6.1, valorile maxime ale randamentului și puterii transferate au fost înregistrate pentru distanțe între bobine din ce în ce mai mari, corelate cu creșterea rezistenței de sarcină.

#### **Cuplajul bobinelor tip spirală planară raportat la distanța ecran-bobină de emisie**

Pentru frecvența variabilă specifică puterii maxime recepționate și rezistența de sarcină  $5.6\Omega$ , s-a realizat o comparație între cuplajul bobinelor în aer și cuplajul bobinelor utilizând ecranul N pentru diferite distanțe h, față de bobina de emisie, așa cum se poate observa în tabelul 6.2.

**Tabel 6.2.** Comparație între cuplajul bobinelor în aer și cuplajul bobinelor utilizând ecranul N pentru diferite distanțe

h	f	Distanța între bobine (cm)	Parametri sursă de alimentare invertor			Parametri recepție cu sarcină 5.6 ohm			% Amplificare putere recepționată	Randament Putere (2) /Putere (1)	% Amplificare randament maxim
			Tensiune (1) (V c.c.)	Curent (1) (A c.c.)	Putere (1) (W)	Tensiune (2) (V c.c.)	Curent (2) (A c.c.)	Putere (2) (W)			
Fără ecran	14.7	0	16	5.1	81.6	13.5	2.45	<b>33.07</b>	<b>0</b>	0.4053	
	10	0.5	16	3.77	60.32	13	2.25	29.25		0.4849	
	4.5	1	16	2.58	41.28	11	1.9	20.9		<b>0.5062</b>	<b>0</b>
<1mm	14.7	0	16	5.05	80.8	14.1	2.45	<b>34.54</b>	<b>4.44</b>	0.4275	
	8.62	0.5	16	3.48	55.68	12.5	2.18	27.25		0.4894	
	6	1	16	2.86	45.76	11.4	2.05	23.37		<b>0.5107</b>	<b>0.88</b>
2mm	14.3	0	15.6	4.92	76.75	14.1	2.44	<b>34.40</b>	<b>4.02</b>	0.4482	
	9.2	0.5	16	3.49	55.84	12.25	2.14	26.21		0.4694	
	4.7	1	16	2.53	40.48	10.9	1.93	21.03		<b>0.5196</b>	<b>2.64</b>
4mm	15	0	16	5.13	82.08	14.25	2.47	<b>35.19</b>	<b>6.41</b>	0.4288	
	10.8	0.5	16	3.75	60	12.5	2.17	27.12		0.452	
	6.9	1	16	2.79	44.64	11.25	1.95	21.93		0.4914	
	4	1.5	16	2.3	36.8	10.4	1.84	19.13		<b>0.52</b>	<b>2.72</b>
8mm	14.5	0	16	5.13	82.08	14.25	2.46	<b>35.05</b>	<b>5.98</b>	0.4270	
	10.6	0.5	16	3.31	52.96	12.5	2.15	26.87		<b>0.5074</b>	<b>0.23</b>

Putem concluziona că, prin poziționarea ecranului N pe intradosul bobinei de emisie, are loc o creștere a randamentului și a puterii maxime transferate, comparativ cu utilizarea cuplajului cu suport aer. Totodată, are loc o creștere a randamentului și a puterii maxime transferate, odată cu mărirea distanței dintre ecran și bobină, valorile maxime fiind înregistrate la o distanță de 4mm.



## 7. CONCLUZII FINALE

Pentru optimizarea transferului wireless de energie s-au realizat atât studii teoretice din literatura de specialitate, cât și experimente originale, în urma cărora a rezultat o variantă constructivă optimă de sistem de transfer fără fir a energiei electrice, cu următoarele caracteristici:

- Bobina de emisie a fost alimentată de la un invertor punte H (tensiune de alimentare 16Vc.c., plaja de frecvențe  $\approx 2.4-20\text{kHz}$ );
- Bobina de emisie poate fi utilizată cu suport aer, sau pentru creșterea câmpului magnetic pe extradusul bobinei, cu ecran de tip N, poziționat la o distanță de 4mm pe intradosul bobinei;
- Cuplajul mutual M, dintre bobinele de emisie-recepție tip spirală planară este calculat cu ecuațiile (3.10), (3.11), rezultat ce este diminuat cu 22.4%, calcul demonstrat practic;
- Bobina de recepție alimentează o sarcină (rezistivă în cadrul experimentelor) printr-o punte redresoare și un stabilizator de tensiune;
- Inductanța proprie a bobinelor tip spirală planară este calculată cu ecuația (3.18), tipul conductorului masiv sau Litz nu influențează inductanța la frecvențe joase, atât timp cât diametrele efective ale conductoarelor sunt identice;
- Bobinele tip buclă planară oferă randamente și puteri transferate mult inferioare celor spirală planară, prin urmare nu se recomandă în domeniul transferului wireless de putere;
- Sarcina optimă din recepție este definită de coeficienții de calitate ai sistemelor.

Pentru a alimenta wireless la o distanță de **1cm**, o sarcină reală de  $31\Omega$  (calculată teoretic de 33.59), cu o putere de 30W, se va utiliza un cuplaj magnetic a două bobine L1(165.6 $\mu\text{H}$ ) și L2 (174.1 $\mu\text{H}$ ) cu câte un condensator în paralel pentru fiecare bobină  $C=1.40\mu\text{F}$ , utilizând o frecvență de 15.6kHz, se obține un randament total de 40%. Randamente maxime de 43% s-au obținut pentru distanțele: de 1.5cm, fiind recepționați 25.76W și pentru 2cm, fiind recepționați 20W. Fiecărui coeficient de cuplaj dintre două bobine îi corespunde o rezistență optimă, dacă se menține aceeași distanță între bobine (1cm), dar se utilizează o rezistență de sarcină inferioară (5.6 $\Omega$ ), randamentul de transfer va crește, dar puterea transferată va scădea.

Prin urmare, pentru aceeași configurație a bobinelor, dar pentru o sarcină de 5.6 $\Omega$ , la distanța  $\approx 0\text{cm}$ , a fost recepționată o putere de 33.7w (randament 40%) și, la distanța de **1cm**, a fost recepționată o putere de 20.0W (randament 50%); introducând ecranul N, la distanța  $\approx 0\text{cm}$  a fost recepționată o putere de **35.19W (randament 42.8%)**, la distanța 1cm, a fost recepționată o putere de **21.93W (randament 49.1%)** și, la distanța 1.5cm, a fost recepționată o putere de **19.13W (randament 52%)**.

Astfel, în cazul utilizării ecranelor de tip „sandviș”, pe extradusul bobinei de emisie, pentru reflexia câmpului magnetic, a avut loc o creștere de 6.41% a puterii maxime transferate, față de experimentul ce utilizează suport aer pentru bobinele de emisie. Un aspect important îl constituie distanța dintre ecran și bobina de emisie, ce trebuie să fie de aproximativ 2% din diametrul bobinei.

Trebuie menționat faptul că randamentele sunt globale și includ pierderile prin conversie c.c.-c.a. (invertor emisie) și c.a.-c.c. (rederesare, stabilizare recepție).

## 8. CONTRIBUȚII ORIGINALE

Principalele contribuții originale, ce se aduc de către autor la realizarea prezentei teze de cercetare, sunt prezentate în următoarele etape, după cum urmează:

- primă etapă a constat în realizarea unei analize privind stadiul actual al alimentării în sistem wireless a diferitelor dispozitive, etapă ce s-a finalizat cu un scurt experiment introductiv necesar identificării și înțelegerii fenomenelor și limitărilor transferului wireless de energie;
- premergător simulărilor și experimentelor, s-a realizat modelul matematic complet, ce stă la baza transferului wireless de energie, prin demonstrarea și validarea matematică a fenomenelor de impedanță reflectată, transfer maxim de putere, randament maxim și calcularea sarcinii optime pentru un randament maxim, în funcție de coeficienții de calitate ai sistemelor de emisie și recepție;
- inductanțele proprii și mutuale ale bobinelor tip buclă planară și spirală planară, alese pentru realizarea experimentelor, au fost calculate utilizând mediul de simulare Matlab, fiind identificate limitări ale utilizării formulelor de calcul din literatura de specialitate, pentru inductanțele bobinelor tip spirală planară; pentru bobinele de tip buclă planară, s-au adus modificări formulelor din literatură, pentru a coincide valorile inductanțelor calculate cu cele măsurate; pentru ambele tipuri de bobine s-au stabilit formule de calcul precise, ce au fost validate cu măsurătorile reale;
- trei tipuri de invertoare au fost realizate și simulate în Matlab, stabilindu-se utilizarea în experimente a invertorului punte H, ce a fost construit complet și optimizat;
- s-au formulat din literatura de specialitate ecuații clare, ce definesc eficacitatea ecranelor, au fost experimentate mai multe variante constructive de ecrane pentru a crește ponderea ecranării prin reflexie, fiind identificat un model optim de ecran din materialele supuse experimentelor;
- s-au realizat experimente finale privind randamentul și puterea maximă transferată, realizându-se corespondențe clare între distanța dintre bobine ce determină cuplajul critic, randamentul maxim, în raport cu rezistența de sarcină utilizată în recepție;
- s-a stabilit experimental și teoretic influența distanței dintre ecran și bobina de emisie, asupra randamentului, puterii transferate și ecranării prin reflexie.

Prin urmare, contribuția personală adusă acestei teze de doctorat este reprezentată de tot procesul realizării sistemului de transfer wireless de energie către o sarcină, compus din **proiectare-modelare, simulare, modelare și construcție bobine-invertor-ecran, experimentare.**

Această lucrare conține fundamentele teoretice și practice, necesare realizării unui sistem de transfer wireless, pentru o sarcină și o putere dorită. Mai mult, sunt prezentate aspecte științifice inedite, identificate în urma cercetării realizate în această teză, ce îmbunătățesc randamentul și puterea transferate față de un sistem wireless simplu, neoptimizat.

## **9. PERSPECTIVE DE CERCETARE ULTERIOARĂ**

Având ca repere rezultatele teoretice și practice ale cercetării din prezenta teză de doctorat, sunt evidențiate noi direcții de continuare a investigațiilor științifice, privind transferul wireless de energie, după cum urmează.

Studierea transferului wireless de energie, ca efect al diferitelor variante de tipuri de conexiuni serie, paralel sau mixt ale circuitele de emisie și recepție.

Dezvoltarea unui program de calcul automat al caracteristicilor unui sistem de transfer wireless pentru o putere recepționată, raportându-ne la o sarcină și o distanță dată, atât din punct de vedere al parametrilor electrici, cât și al caracteristicilor fizice ale bobinelor utilizate.

Cercetarea transferului wireless pentru frecvențe de rezonanță mai înalte, de peste 20kHz, sub aspectul propagării în diferite medii.

Introducerea invertorului clasă E în sisteme de transfer wireless pentru experimentare.

Utilizarea de concepte de ecrane pentru reflexia câmpului electromagnetic, prin utilizarea de noi materiale, forme sau succesiuni, cu scopul de a crește randamentul și puterea transferată într-un sistem wireless.

## 10. BIBLIOGRAFIE

### 10.1 Bibliografie Cap. 1

- [1]. <https://www.britannica.com> - accesat la 20.10.2022
- [2]. <https://www.invent.org/inductees/oliver-joseph-lodge> - accesat la 20.10.2022
- [3]. <https://www.istro-romanian.net/articles/art990111.html> - accesat la 20.10.2022
- [4]. Surendra Pal, Sir Jagdish Chandra Bose, James Clerk Maxwell and there on....., IEEE India Info. Vol. 14 No. 2 Apr - Jun 2019
- [5]. [https://monoskop.org/Jozef\\_Murga%C5%A1](https://monoskop.org/Jozef_Murga%C5%A1) - accesat la 20.10.2022
- [6]. <https://www.radioromaniacultural.ro/> - accesat la 20.10.2022
- [7]. <https://www.nobelprize.org/prizes/physics/1909/marconi/biographical/> - accesat la 20.10.2022
- [8]. Mihai Iordache, Marilena Stanculescu, Lavinia Bobaru, Dragos Niculae, Sorin Deleanu, Victor Bucata, Sisteme de transfer wireless al energiei electromagnetice, Universitatea Politehnica Bucuresti, ISBN: 978-606-25-0623-0
- [9]. <https://www.imperial.ac.uk/news/191606/testing-waters-challenge-wireless-power-lab/> - accesat la 20.10.2022
- [10]. <https://www.wartsila.com/> - accesat la 24.07.2022
- [11]. <https://www.media.volvocars.com/global/en-gb/media/pressreleases/295720/volvo-cars-tests-new-wireless-charging-technology> Accesat la 24.07.2022
- [12]. <https://www.moveelectric.com/e-cars/volvo-test-new-wireless-charging-technology> - accesat la 24.07.2022
- [13]. Bo Zhang, Richard B. Carlson, John G. Smart, Eric J. Dufek, and Boryann Liaw, Challenges of Future High Power Wireless Power Transfer for Light-Duty Electric Vehicles----Technology and Risk Management, Clean Energy and Transportation Division, Idaho National Laboratory, 2525 N. Fremont Ave., Idaho Falls, ID 83415, USA, October 2019
- [14]. Richard M. Dickinson, Wireless power transmission technology state of the art the first Bill Brown lecture, Acta Astronautica, Volume 53, Issues 4–10, August–November 2003, Pages 561-570 [https://doi.org/10.1016/S0094-5765\(03\)80017-6](https://doi.org/10.1016/S0094-5765(03)80017-6)
- [15]. **Vlad Mocanu**, Petrica Popov and Vasile Dobref, Charging floating bases for marine unmanned aerial drone Scientific Bulletin of Naval Academy, Vol. XXIII 2020, pg.116-121, doi: 10.21279/1454-864X-20-II-015
- [16]. José Antonio Luceño-Sánchez, Ana María Díez-Pascual, Rafael Peña Capilla, Materials for Photovoltaics: State of Art and Recent Developments, International Journal of Molecular Sciences, 23 February 2019
- [17]. Nicolae-Silviu POPA , Mihai-Octavian POPESCU, Vlad **MOCANU**, Producing Electricity with Photovoltaic Panels in Motion and Discharging Li-ion Batteries, THE 13th INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING March 23-25, 2023 Bucharest, Romania
- [18]. Photovoltaics report, Prepared by Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems, ISE with support of PSE GmbH Freiburg, 14 November 2019
- [19]. R.W. Miles, K.M. Hynes, I. Forbes, Photovoltaic solar cells: An overview of state-of-the-art cell development and environmental issue, Progress in Crystal Growth and Characterization of Materials, Volume 51, Issues 1–3, 2005, Pages 1-42
- [20]. <https://www.climatestotravel.com/climate/romania#coast> - accesat la 24.07.2022

- [21]. X. Wei, Z. Wang, and H. Dai, A Critical Review of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances, *Energies*, vol. 7, no. 7, pp. 4316-4341, July 2014, doi:10.3390/en7074316
- [22]. N. Shinohara, The Wireless Power Transmission: Inductive Coupling, Radio Wave, and Resonance Coupling, vol. 1, no. 3, pp. 337-346, Dec.2012, <https://doi.org/10.1002/wene.43>
- [23]. N. Shinohara, Power Without Wires, *IEEE Microwave Magazine*, vol.12, no. 7, pp. S64-S73, Dec. 2011, DOI: 10.1109/MMM.2011.942732
- [24]. **MOCANU Vlad**, POPOV Petrică, DOBREF Vasile, DELIU Florențiu, CRISTEA Ovidiu, Improving the inductive wireless power transfer for marine aerial drones charging, *ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATICĂ (EEA)*, 69 (2021), nr. 3, pp. 55-63 DOI:10.46904/eea.21.69.3.1108007
- [25]. Jin Xu , Yuhui Xu, Qian Zhang, Calculation and analysis of optimal design for wireless power transfer, *Computers and Electrical Engineering*, vol.80, December 2019, 106470, <https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2019.106470>
- [26]. Rikard Vinge, Wireless Energy Transfer by Resonant Inductive Coupling, Master of Science Thesis, Department of Signals and systems CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Göteborg, Sweden 2015
- [27]. Omar Abdel-Rahim, Wireless Power Transfer Report, Electrical and Electronic Eng. Dept., Utsunomiya University, June 2015
- [28]. Klaus Finkenzeller, FUNDAMENTALS AND APPLICATIONS IN CONTACTLESS SMART CARDS, RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION AND NEAR-FIELD COMMUNICATION, pp. 69/111, Giesecke & Devrient GmbH, Munich, Germany, John Wiley & Sons, Ltd. Publication, THIRD EDITION, 2010
- [29]. Y. Wanderoild, A. Morel, G. Pillonnet, D. Bergogne, Hubert Razik, Maximizing Wireless Power Transfert with Single-Turn Coreless Coupled Coils, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2018
- [30]. J. D. Jackson, *Classical Electrodynamics*. Wiley, New York, 3rd. edition, 1999
- [31]. Huseyin U. Aydogmus, Hakan P. Partal, Modeling and Simulation of Multilayer Rectangular Coils for Wireless Power Transfer Applications, *International Applied Computational Electromagnetics Society (ACES) Symposium*, Miami, 2019
- [32]. Jordi-Roger Riba, Analysis of formulas to calculate the AC resistance of different conductors' configurations, *Escola d'Enginyeria d'Igualada, Universitat Politècnica de Catalunya, Pla de la Massa 8, 08700 Igualada, Spain*

## 10.2 Bibliografie Cap. 2

- [33]. Minh T. Nguyen, Cuong V. Nguyen, Linh H. Truong, Anh M. Le, Toan V. Quyen, Antonino Masaracchia, Keith A. Teague, Electromagnetic Field Based WPT Technologies for UAVs: A Comprehensive Survey, *Electronics 2020, Electrical and Autonomous Vehicles*, 9(3), 461, <https://doi.org/10.3390/electronics9030461>
- [34]. Sotir Alexandru, Teoria campului electromagnetic, Note de curs IFR, Constanța: Editura Academiei Navale „Mircea cel Bătrân”, 2015
- [35]. *Radu Ianculescu, Manualul radioamatorului începător, Editura Tehnică București, 1989*
- [36]. SAMUEL J. LING, JEFF SANNY, WILLIAM MOEBS, *University physics volume 2, OpenStax Rice University, 6100 Main Street MS-375, Houston, Texas 770052016, 2021.*
- [37]. Lucia Dumitriu, Cătălin Dumitriu, *BAZELE ELECTROENERGETICII, BUCUREȘTI, 2004*

- [38]. A. Moraru, Bazele electrotehnicii – Teoria câmpului electromagnetic, Editura Matrix-Rom, București, 2002
- [39]. Constantinescu Stelian, Radiotehnica teoretică și practică vol. 1, Editura Militară a Ministerului Forțelor Armate ale R.P.R, București, 1959
- [40]. Edmond Nicolau, Radiația și propagarea undelor electromagnetice, Editura Academiei Republicii socialiste Romania, București 1989.
- [41]. Johnson I. Agbinya, Wireless Power Transfer 2nd edition, River Publishers Series in Communications, 2016
- [42]. Partha Sarathi Subudhi, Krithiga S, Wireless Power Transfer Topologies used for Static and Dynamic Charging of EV Battery: A Review, International Journal of Emerging Electric Power Systems. 2020, <https://doi.org/10.1515/ijeeps-2019-0151>
- [43]. Woo-Seok Lee, Jin-Hak Kim, Shin-Young Cho, Il-Oun Lee 1, An Improved Wireless Battery Charging System, Energies 2018, 11, 791; doi:10.3390/en11040791
- [44]. Yoshio Mita, Naoyuki Sakamoto, Naoto Usami, Antoine Frappé, Akio Higo, Bruno Stefanelli, Hidehisa Shiomi, Julien Bourgeois, Andreas Kaiser, Microscale ultrahigh-frequency resonant wireless powering for capacitive and resistive MEMS actuators, Sensors and Actuators A: Physical Volume 275, 1 June 2018, Pages 75-87, <https://doi.org/10.1016/j.sna.2018.03.020>
- [45]. Lucia Dumitriu, Mihai Iordache, Dragos Nicolae, Witricity, Universitatea Politehnica din Bucuresti Facultatea de Energetica Catedra de Electroenergetica, Bucuresti 2011
- [46]. Nicolau Mircea, Chiculescu Iosif, Bazele teoretice ale radiotehnicii, vol. I, Academia militară generală, aprilie 1967
- [47]. **V. MOCANU**, V. DOBREF, F. DELIU, O. CRISTEA, P. POPOV, M. TÂRHOACĂ, Design of series-series oscillating circuits used in wireless transmission of electricity for battery charging, Scientific Bulletin of Naval Academy, Vol. XXIV 2021, pg.23-32, doi:10.21279/1454-864X-21-I2-002
- [48]. Michael W. Baker, Rahul Sarpeshkar, Feedback Analysis and Design of RF Power Links for Low-Power Bionic Systems, IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL CIRCUITS AND SYSTEMS, VOL. 1, NO. 1, MARCH 2007, DOI: 10.1109/TBCAS.2007.893180
- [49]. Sushree S. Biswal, Durga P. Kar, Satyanarayan Bhuyan, Parameter Trade-off between Electric Load, Quality Factor and Coupling Coefficient for Performance Enrichment of Wireless Power Transfer System, Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 91, 49–58, 2020, DOI:10.2528/PIERM20010902
- [50]. Mehdi Kiani, Maysam Ghovanloo, The Circuit Theory Behind Coupled-Mode Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transmission, IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: REGULAR PAPERS, VOL. 59, NO. 9, SEPTEMBER 2012, DOI: 10.1109/TCSI.2011.2180446
- [51]. Sebastian Toader Arădoaei, Adrian Adăscăliței, Teoria circuitelor electrice I, pp.: 61, 218-220, Editura Pim, 2019
- [52]. Klaus Finkenzeller, RFID HANDBOOK FUNDAMENTALS AND APPLICATIONS IN CONTACTLESS SMART CARDS, RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION AND NEAR-FIELD COMMUNICATION, THIRD EDITION, pp. 85-96, Ed. John Wiley & Sons, Ltd., 2010;
- [53]. L H Liang, Z Z Li , Y J Hou, H Zeng, Z K Yue, S Cui, Study on frequency characteristics of wireless power transmission system based on magnetic coupling resonance, IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science 93, (2017), doi:10.1088/1755-1315/93/1/012063
- [54]. Emil Cazacu, Bazele electrotehnicii I și II-Teoria circuitelor electrice liniare, pp.:34-35, 44-47, 141, 2012

- [55]. THOMAS H. LEE - Stanford University, THE DESIGN OF CMOS RADIO-FREQUENCY INTEGRATED CIRCUITS - SECOND EDITION, CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 2004, ISBN 978-0-521-83539-8
- [56]. CONSTANTIN STRÎMBU, Semnale și Circuite Electronice – Circuite de prelucrare a semnalelor, Editura Academiei Forțelor Aeriene “Henri Coandă”, 2010
- [57]. Adrian A. ADĂSCĂLIȚEI, TEORIA CIRCUITELOR ELECTRICE, Editura PERFORMANTICA Institutul Național de Inventică, Iași, 2015

### 10.3 Bibliografie Cap. 3

- [58]. MARIAN PEARSICĂ, ELECTROTEHNICĂ, Editura Academia Forțelor Aeriene „Henri Coandă”, 2004
- [59]. Nicolae Badea, Ion Voncică, Teorie câmpului electromagnetic, Editura Fundației Universitare „Dunărea de Jos” Galați, 2003
- [60]. Xu Liu, Chenyang Xia, Xibo Yuan, Study of the Circular Flat Spiral Coil Structure Effect on Wireless Power Transfer System Performance, *Energies* 2018, 11, 2875; doi:10.3390/en11112875
- [61]. Alan Payne, SKIN EFFECT, PROXIMITY EFFECT AND THE RESISTANCE OF CIRCULAR AND RECTANGULAR CONDUCTORS, May 2021
- [72]. Alexandru SOTIR, Bazele electrotehnicii. Teoria circuitelor electrice. Teoria câmpului electromagnetic, Ediția a-V-a revizuită, Editura Academiei Navale „Mircea cel Bâtrân”, 2014
- [63]. Sergiu IVAS, Teoria microscopică a câmpului electromagnetic, Editura Fundației Universitare „Dunărea de Jos” Galați, 2003
- [64]. [https://www.tme.eu/Document/74d729cd343ae433e6f31d797dd3fab1/W210\\_pl.pdf](https://www.tme.eu/Document/74d729cd343ae433e6f31d797dd3fab1/W210_pl.pdf)  
(<https://www.tme.eu/ro/>)
- [65]. Jinwook Kim, Approximate Closed-Form Formula for Calculating Ohmic Resistance in Coils of Parallel Round Wires with Unequal Pitches, *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 2014, DOI 10.1109/TIE.2014.2370943
- [66]. Vesa Väisänen, Jani Hiltunen, Janne Nerg, Pertti Silventoinen, AC Resistance Calculation Methods and Practical Design Considerations When Using Litz Wire, *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, January 2014, DOI: 10.1109/IECON.2013.6699164
- [67]. New England Wire Technologies, LITZ & WINDING WIRES, 2005
- [68]. [https://www.tme.eu/ro/katalog/sarma-bobinata\\_100610/?mapped\\_params=662%3A1451240%3B](https://www.tme.eu/ro/katalog/sarma-bobinata_100610/?mapped_params=662%3A1451240%3B) (<https://www.tme.eu/ro/>)
- [69]. Fernandez, C.; Garcia O.; Prieto R.; Cobos J.A.; Gabriels S.; Borghet, G. Van Der Borghet, Design Issues of a Core-less Transformer for a Contact-less Application, Dallas TX USA, APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, doi:10.1109/APEC.2002.989268, 07 August 2002
- [70]. James Lawson, High Frequency Electromagnetic Links for Wireless Power Transfer, Thesis submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy of Imperial College London and the Diploma of Imperial College, London, SW7 2AZ, United Kingdom, January 2017
- [71]. <https://www.elektrisola.com/en/Litz-Wire/Info>
- [72]. THOMAS H. LEE - Stanford University, THE DESIGN OF CMOS RADIO-FREQUENCY INTEGRATED CIRCUITS - SECOND EDITION, CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 2004, ISBN 978-0-521-83539-8

- [73]. Nicolau Mircea, Chiculescu Iosif, Bazele teoretice ale radiotehnicii, vol. I, Editat în Academia Militară Generală, aprilie 1967
- [74]. Vasile Ciobanița, Iosif Lingvay, Ilie Matra, Alexandru Marculescu, Ilie Mihaescu, Adrian Nicolae, George D. Opreșcu, George Pintilie, Imre Szatmary, Mihail Silisteanu, Vasile Vacaru, RADIORECEPȚIA, Editura albatros Bcururesti, 1982
- [75]. Rithvik Reddy Adapap; Syed Sarfaraz Nawaz; Dola Gobinda Padhan, Analytical Study of Magnetic Flux Density for Circular Spiral and Square Spiral Coils, DOI: 10.1109/SeFet48154.2021.9375764, 2021
- [76]. C. M. Zierhofer, E. S. Hochmair, Geometric Approach for Coupling Enhance t of Magnetically Coupled Coils, IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, VOL. 43, NO. 7, JULY 1996, DOI: 10.1109/10.503178
- [77]. Rikard Vinge, Wireless Energy Transfer by Resonant Inductive Coupling, Master of Science Thesis, Department of Signals and systems, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Göteborg, Sweden 2015
- [78]. Vlad **MOCANU**, Mihai Octavian POPESCU, Vasile DOBREF, Nicolae-Silviu POPA, OPTIMIZATION OF COIL INDUCTANCE EQUATIONS USED IN WIRELESS POWER TRANSFER FOR DRONE CHARGING, U.P.B. Sci. Bull., Series C Electrical Engineering and Computer Science, 2023, ISSN 2286-3559
- [79]. Alicia Triviño-Cabrera, José M. González-González, José A. Aguado, Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach, Springer Nature Switzerland AG 2020, <https://doi.org/10.1007/978-3-030-26706-3>, Power Systems ISBN 978-3-030-26705-6
- [80]. [https://www.deepfriedneon.com/tesla\\_f\\_calcspiral.html](https://www.deepfriedneon.com/tesla_f_calcspiral.html)
- [81]. *Suresh Atluri, Maysam Ghovanloo*, Design of a Wideband Power-Efficient Inductive Wireless Link for Implantable Biomedical Devices Using Multiple Carriers, Conference Proceedings. 2nd International IEEE EMBS Conference on Neural Engineering, 2005.
- [82]. *Mare T. Thompson*, Inductance Calculation Techniques Part II: Approximations and Methods, Power Control and Intelligent Motion, December 1999.
- [83]. *Thuc Phi Duong, Jong-Wook Lee*, A Dynamically Adaptable Impedance-Matching System for Midrange Wireless Power Transfer with Misalignment, *Energies* 2015, 8(8), 7593-7617.
- [84]. *Zifan Dong; Xiaoming Li; Sheng Liu; Ziwei Xu; Lin Yang*, A Novel All-Direction Antimismatch Wireless Power Transfer System Designed by Truncated Region Eigenfunction Expansion Method, IEEE Transactions on Power Electronics, **vol. 36**, Issue: 11, November 2021.

#### 10.4 Bibliografie Cap. 4

- [85]. Zbigniew Kaczmarczyk, A high-efficiency Class E inverter-computer model, laboratory measurements and SPICE simulation, BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCESTECHNICAL SCIENCES, Vol. 55, No. 4, 2007
- [86]. Woo-Seok Lee, Jin-Hak Kim, Shin-Young Cho, Il-Oun Lee, An Improved Wireless Battery Charging System, *Energies* 2018, 11(4), 791, 2018, <https://doi.org/10.3390/en11040791>
- [87]. Sang-Won Lee, Yoon-Geol Choi, Jung-Ha Kim, Bongkoo Kang, Wireless Battery Charging Circuit Using Load Estimation Without Wireless Communication, November 2019, *Energies* 12(23):4489, DOI:10.3390/en12234489
- [88]. **Mocanu V**, Dobref V, Popov P, Aspects regarding the use of passive filters for harmonic mitigation in power rectifiers, Scientific Bulletin "Mircea cel Batran" Naval Academy; Constanta Vol. 23, Iss. 2, (2020): 1-12



- [89]. Abdelmajid Sarraj, Wael Dghais, S. Barmada, M. Tucci, M. Raugi, Harmonic distortion considerations for an integrated WPT-PLC system, *Wireless Power Transfer*, Volume 7, Issue 1, March 2020, pp. 33 – 41, DOI: <https://doi.org/10.1017/wpt.2020.4>
- [90]. Katsuhiko Hata, Takehiro Imura, Yoichi Hori, Analysis and Experiment on Harmonic Current Distortion in Wireless Power Transfer System Using a Diode Rectifier, *IECON2015-Yokohama*, November 9-12, 2015
- [91]. Seyit Ahmet Sis, Hakan Akca, Maximizing the efficiency of wireless power transfer systems with an optimal duty cycle operation, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, March 2020, DOI:10.1016/j.aeue.2020.153081
- [92]. **Mocanu Vlad**, Dobref Vasile, Deliu Florențiu, Popa Nicolae-Silviu, A multidimensional comparative analysis of inverters used in wireless power transfer, 2022 8th International Conference on Energy Efficiency and Agricultural Engineering (EE&AE), doi: 10.1109/EEAE53789.2022.9831412
- [93]. **Mocanu Vlad**, Popescu Mihai Octavian, Dobref Vasile, Popa Nicolae-Silviu, Design and Construction of an H-bridge Inverter used in Wireless Power Transfer, THE 13th INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING March 23-25, 2023 Bucharest, Romania
- [94]. Chris Cockrill - Texas Instruments, Understanding Schmitt Triggers, Application Report SCEA046–September 2011, [www.ti.com](http://www.ti.com), accesat on 20.10.2022
- [95]. CDx4HC14 Hex Inverters with Schmitt-Trigger Inputs, SCHS129G JANUARY 1998 – REVISED MAY 2021, [www.ti.com](http://www.ti.com) - accesat la 10.10.2022
- [96]. <https://soldered.com/learn/hum-the-simple-h-bridge/>
- [97]. Infineon Technologies, Data Sheet No. PD60026 revS - HIGH AND LOW SIDE DRIVER [www.irf.com](http://www.irf.com) - accesat la 01.03.2022
- [98]. [www.engineersgarage.com](http://www.engineersgarage.com) (Testing IR2110 Gate Driver IC) - accesat la 25.10.2022
- [99]. Data Sheet No. PD60147K, IR2110/IR2113, <https://manualzz.com>
- [100]. <https://electel.blogspot.com/2016/01/using-high-low-side-driver-ir2110.html>
- [101]. <https://electronics.stackexchange.com/questions/18423/bootstrap-capacitor-selection-with-ir2110-3>
- [102]. Mamadou Diallo - Texas Instruments High Power Drivers, Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge Configurations Application Report SLUA887–August 2018, [www.ti.com](http://www.ti.com) - accesat la 20.4.2022.

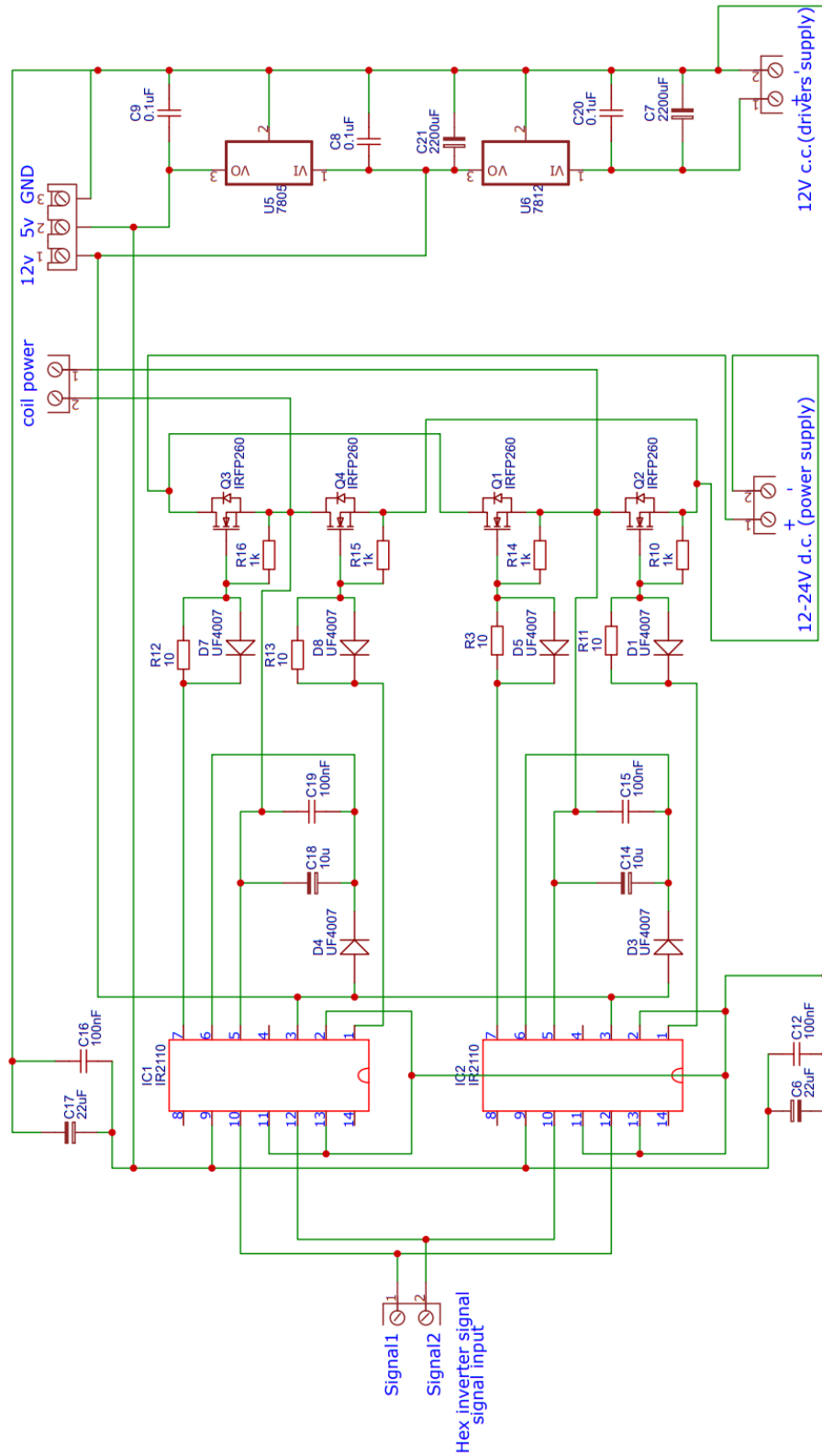
### 10.5 Bibliografie Cap. 5

- [103]. <https://ro.farnell.com/wurth-elektronik/354004/ferrite-sheet-shielding-square/dp/2420804> - accesat la 01.11.2022
- [104]. <https://ro.farnell.com/wurth-elektronik/354004/ferrite-sheet-shielding-square/dp/2420804> - accesat la 01.11.2022
- [105]. <https://ro.farnell.com/3m/cn-3190-sheet/emi-shielding-sheet/dp/2309124> - accesat la 01.11.2022
- [106]. [http://www.physics.pub.ro/Cursuri/Mihaela\\_Ghelmez\\_-\\_Optica.pdf](http://www.physics.pub.ro/Cursuri/Mihaela_Ghelmez_-_Optica.pdf) - accesat la 01.11.2022
- [107]. <https://www.kemet.com/en/us/technical-resources/how-to-manage-loss-efficiently-with-ferrite-tiles-in-wireless-power-transfer.html> - accesat la 01.11.2022
- [108]. Henry W. Ott, Henry Ott Consultants, *Electromagnetic Compatibility Engineering*, Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2009

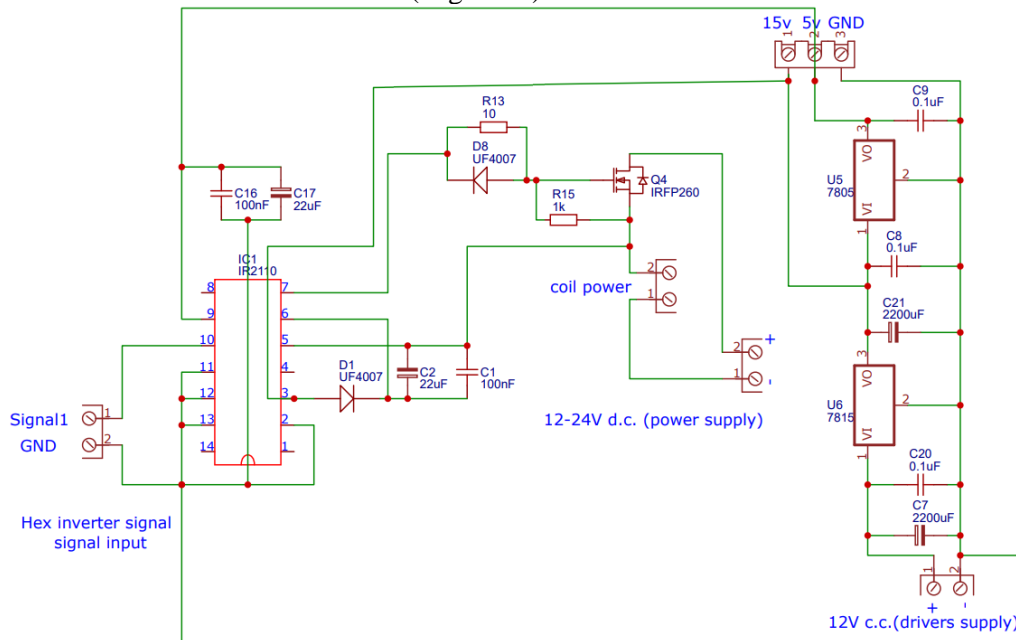
- [109]. Gheorghe Săndălău, PROTECȚIA LA PERTURBAȚII ÎN ELECTRONICA APLICATĂ RADIO ȘI TV, Editura Militară București, 1990
- [110]. CLAYTON R. PAUL, Introduction to Electromagnetic Compatibility, Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006
- [111]. Stanislav Kovar, Jan Valouch, Hana Urbancokova, Calculation of Shielding Effectiveness of Materials for Security Devices, MATEC Web of Conferences 125, 02036 (2017), CSCC 2017, DOI: 10.1051/mateconf/201712502036.
- [112]. Simu Călin, Mârza Eugen-Antene radio-TV, Ed. Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001
- [113]. Matthew Schwartz, "Refraction and Reflection," Lecture note. [Online]. Available: <https://scholar.harvard.edu/files/schwartz/files/lecture15-refraction.pdf> - accesat la 30.10.2022
- [114]. SALVATORE CELOZZI RODOLFO ARANEO GIAMPIERO LOVAT, Electromagnetic Shielding, Electrical Engineering Department "La Sapienza" University Rome, Italy, A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION, 2008, ISBN 978-0-470-05536-6
- [115]. <https://www.britannica.com/science/refractive-index> - accesat la 01.11.2022
- [116]. <https://interferencetechnology.com/shielding-effectiveness-near-field-far-field/> - accesat la 12.11.2022
- [117]. George M. Kunkel, Shielding of Electromagnetic Waves, ISBN 978-3-030-19237-2, <https://doi.org/10.1007/978-3-030-19238-9>, Springer Nature Switzerland AG 2020
- [118]. Xingcun Colin Tong, Advanced Materials and Design for Electromagnetic Interference Shielding, © 2009 by Taylor & Francis Group, LLC, ISBN 13: 978-1-4200-7358-4
- [119]. Win-Jet Luo, C. Bambang Dwi Kuncoro, Pratikto Sunkar, Yean-Der Kuan, Single-Layer Transmitter Array Coil Pattern Evaluation toward a Uniform Vertical Magnetic Field Distribution, Energies 2019,12, 4157; doi:10.3390/en12214157
- [120]. <https://www.thoughtco.com/table-of-electrical-resistivity-conductivity-608499> - accesat la 15.01.2023
- [121]. D. Ravinder, K. Latha, Electrical conductivity of Mn-Zn ferrites, Journal of Applied Physics 75, 6118 (1994); doi: 10.1063/1.355479
- [122]. <https://www.engineeringtoolbox.com/> - Electrical Conductivity - Elements and other Materials - accesat la 16.01.2023
- [123]. <https://www.electronics-tutorials.ws/> - Decibels - accesat la 20.01.2023.

## 11. ANEXE

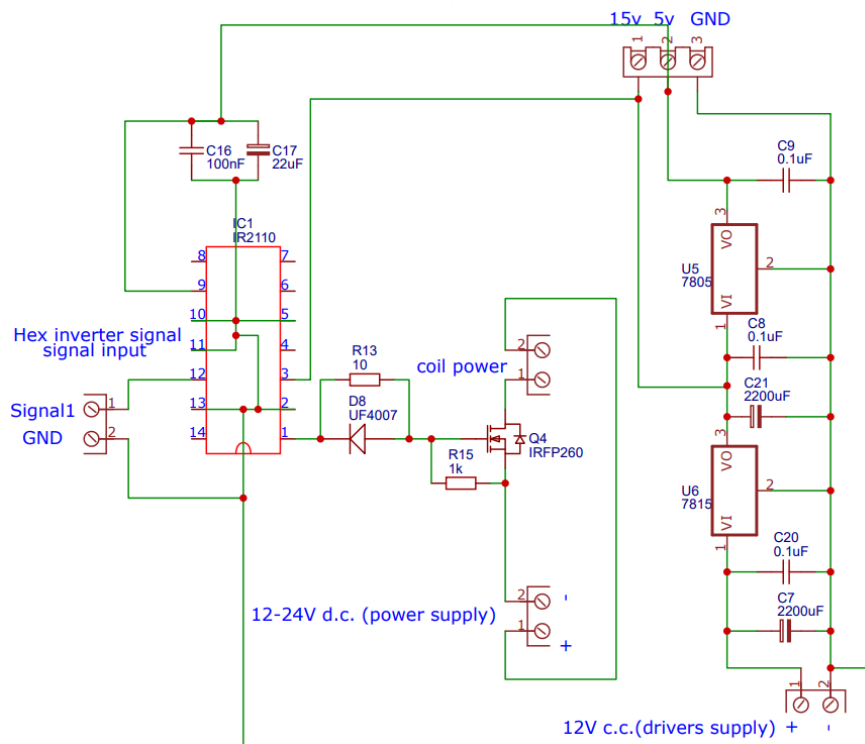
Anexa 1. Schema completă invertor punte H utilizată în experiment



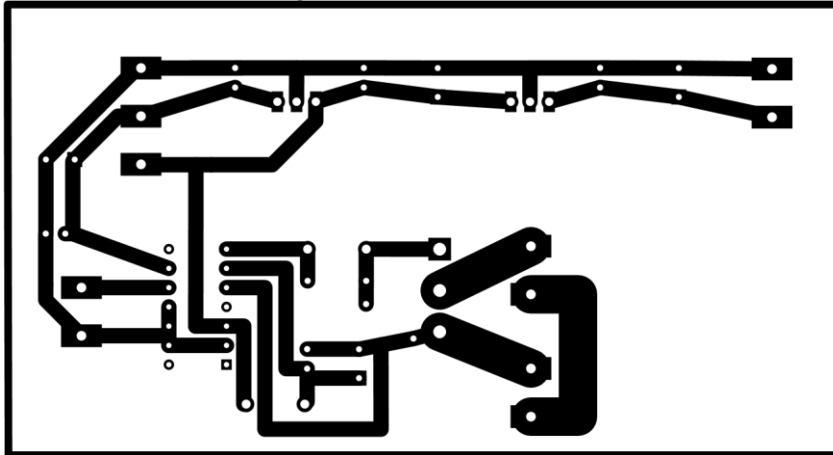
**Anexa 2.** Schemă electrică inverter clasă E (High side)



**Anexa 3.** Schemă electrică inverter clasă E (Low side)



**Anexa 4.** Cablaj PCB invertor clasă E (High side)



**Anexa 5.** Cablaj PCB invertor clasă E (Low side)

