

ИЗВЕСТИЯ

на Съюза на учените – Варна

Серия “ТЕХНИЧЕСКИ НАУКИ” - 1’2018



UNION
OF SCIENTISTS
VARNA

ISSN 1310-5833

ИЗВЕСТИЯ

на Съюза на учените – Варна

СЪДЪРЖАНИЕ

	Стр.
Вяра Василева Анализ на линейни и нелинейни магнитни вериги посредством вариационния подход с предавателните коефициенти.....	3
Мирослава Донева Изследване на компонентите на интензитета на магнитното поле около различни по форма индуктори според ротационната теория.....	12
Милена Иванова Изследване на ефективността на автотрансформаторни дискретни регулатори на променливо напрежение.....	21
Желязко Николов Възможности за въздействие на безпилотни летателни апарати посредством смущаване на радиокомуникационната система за управление.....	30
Йордан Денев Многокритериално вземане на решения в корабостроенето.....	33
Георги Червенков Антенна решетка от кръговополяризирани микролентови къси антени с обратно излъчване с диелектрично запълнен резонаторен обем за широкообхватни радиокомуникационни системи.....	37
Владимир Овчаров Новооткрит грош на добруджанския владетел Тертер.....	43
Пламен Петров Структура, повърхностна твърдост и корозионна устойчивост на синтеровани сплави на база прахове Ecosint след нискотемпературно газово карбонитриране.....	51
Владимир Йорданов Влияние на параметрите на околната среда върху хидравличната мощност, необходима за работа на осушителната система на сухотоварен кораб.....	57
Йордан Бояджиев Пресмятане на уморна дълготрайност за морски конструкции.....	66
Стефан Тенев, Евгени Малев, Гургана Русева Методика на изследване корозоустойчивостта на металите с помощта на газоразрядна визуализация.....	71
Любомир Камбуров Отражателни френелови антени с криволинейни дискретни рефлектори.....	78

РЕДАКЦИОНЕН СЪВЕТ

проф. д-р Виолета Йотова д.м.н.
проф. д-р Розалина Димова
доц. д-р Иван Иванов
гл.ас. д-р Любомир Камбуров
докт. Полина Иванова

РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ НА БРОЯ

доц. д-р Иван Иванов
гл.ас. д-р Любомир Камбуров
гл.ас. д-р Йордан Бояджиев
докт. Полина Иванова

СЪЮЗ НА УЧЕНИТЕ – ВАРНА

Пощенски адрес: гр.Варна 9000,
ул. “Васил Друмев” № 73
Съюз на учените -Варна
тел:052/978576

Авторите носят отговорност за своите материали .
Текстовете, които се представят в редакцията,
следва да са във форма на MS Word и
придружени с разпечатка. Снимков материал се
представя и с негативи. Ръкописи не се връщат.

Предпечатна подготовка

Съюз на учените - Варна
Координатор на СУ-Варна:
докт. Полина Иванова
e-mail : polina_ivanova1983@abv.bg
тел:052/978576

Настоящото издание е
посветено на
**Науката в служба на
обществото**
и се осъществява по
проект, в рамките на
присъщата на
**Технически
Университет - Варна**
научноизследователска
дейност, финансирана
целено от държавния
бюджет.

**обновена лаборатория на
ТУ-ВАРНА по рентгенов
спектрален анализ**



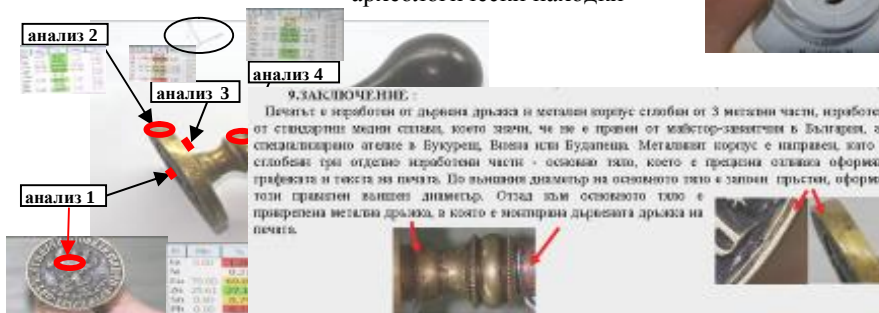
ДЕЙНОСТ

Изследване, изпитване и
сертифициране на структурата,
състава, механичните и физико-
химичните свойства на
инженерни метални и неметални
материали; Безразрушително
изследване на метални
археологически находки



СЕРИЯ “ТЕХНИЧЕСКИ НАУКИ”

1'2018



КОНТАКТИ

ВАРНА-9010, ул.Студентска-1, ТУ-Варна , доц.д-р инж. Пламен Петров
e-mail: petpl@abv.bg / тел: 0878 148 152

АНАЛИЗ НА ЛИНЕЙНИ И НЕЛИНЕЙНИ МАГНИТНИ ВЕРИГИ ПОСРЕДСТВОМ ВАРИАЦИОННИЯ ПОДХОД С ПРЕДАВАТЕЛНИТЕ КОЕФИЦИЕНТИ

Вяра Йорданова Василева

ANALYSIS OF LINEAR AND NON-LINEAR MAGNETIC CIRCUITS BY THE VARIATIONAL APPROACH WITH THE TRANSFERRING COEFFICIENTS

Vyara Yordanova Vasileva

Резюме: В статията е представена възможността за прилагане на вариационния подход с предавателни коефициенти за анализ на линейни и нелинейни магнитни вериги, работещи при постоянни режими. Методът е базиран на специфична теорема за вариационен анализ на електрически вериги, която е преработена за случая на магнитни вериги, използвайки аналогията между електрически и магнитни вериги. За случая е разработена специална методика, която подпомага приложението на вариационния анализ с предавателните коефициенти за анализ на магнитни вериги. Представени са също така няколко практически примери за вариационен анализ на линейни и нелинейни магнитни вериги при постоянни режими на работа.

Ключови думи: вариационен анализ, метод с предавателните коефициенти, анализ на линейни и нелинейни магнитни вериги, методика за вариационен анализ на магнитни вериги.

Abstract: In this paper the possibility for application of the variational approach with transferring coefficients for analysis of linear and non-linear magnetic circuits operating in constant regimes is presented. The method is based on a specific theorem for variational analysis of electric circuits, which is reformed for the case of magnetic circuits, using the analogy between the electric and the magnetic circuits. A special methodology, which helps the application of the variational approach with transferring coefficients for analysis of magnetic circuits, is developed for the case. Some practical examples for variational analysis of linear and non-linear magnetic circuits, operating in constant regimes, are presented, too.

Keywords: Variational Analysis, Method with the Transferring Coefficients, Analysis of Linear and Non-linear Magnetic Circuits, Methodology for Variational Analysis of Magnetic Circuits.

I. Въведение

Вариационните анализи на магнитни вериги са рядко използвани в теорията на веригите. За разлика от класическия вариационен анализ, вариационният анализ с предавателните коефициенти е базиран върху баланса на мощностите във всяка точка на функционалното пространство, където се провеждат анализите. Въвеждането на предавателните коефициенти дава възможност за уникална илюстрация на зависимостта на мощността на базисния източник в изследваната верига от базисния предавателен коефициент в двумерна графика. В теорията на веригите първите систематични методики за вариационен анализ с предавателни коефициенти на електрическите вериги бяха въведени сравнително скоро [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10,

11, 12, 13, 14, 15, 16]. Поради разнообразието от различни видове режими на работа в магнитните вериги е необходимо тези методики да бъдат допълнително развити и конкретизирани за различните типове анализи на магнитните вериги. В настоящата статия е представена специфична методика за вариационен анализ с предавателни коефициенти на линейни и нелинейни магнитни вериги, работещи при постоянен режим. Една от четирите теореми, използвани за анализ на електрически вериги [1, 5], може да бъде използвана почти директно, защото въвежда основните положения на вариационния анализ с предавателни коефициенти на магнитните вериги, използвайки сходствата между тях и електрическите вериги.

Втора теорема: За всяка електрическа верига, от всички възможни комплекти напрежения, които формално удовлетворяват втория закон на Кирхоф за контурите на изследвана верига, съществува само един комплект напрежения, за който моментната мощност на всеки източник на е.д.н. има екстремум (минимум или максимум), освен ако тази мощност не е равна на нула. Този комплект напрежения е единственият, който удовлетворява едновременно законите на Ом и Кирхоф за веригата.

В [1 – 16] са разработени някои специални подходи за анализ на електрически вериги на базата на т.н. предавателни коефициенти, които свързват изследваните величини (напрежения и токове) с базисния източник във веригата и неговата основна величина – неговото електродвижещо напрежение или неговия електродвижещ ток. След избора на базисния източник и въвеждането на предавателните коефициенти в изследваната верига се съставя едно уравнение на базата на баланса на мощностите. И след като бъдат изключени от него всички предавателни коефициенти освен базисния, резултатното уравнение може да бъде решено директно или може да бъде диференцирано, така че да се намери екстремума и стойността на този предавателен коефициент на изследваната верига. Този подход може да се комбинира с метода с възловите потенциали, с метода с контурните токове или с метода с променливите на състоянието. Разработено е голямо разнообразие от методики за постояннотоков и променливотоков анализ (този тип анализ е свързан с прилагането и на комплексния метод), както и за анализ на преходни процеси.

За анализа на магнитни вериги, работещи при постоянен режим, втората теорема може да бъде преформулирана както следва:

Преформулирана втора теорема: За всяка магнитна верига, от всички възможни комплекти скаларни магнитни напрежителни падове, удовлетворяващи закона на Ампер за пълния ток (втория закон на Кирхоф за магнитните вериги) за

контурите на веригата, съществува само един комплект скаларни магнитни напрежителни падове, за които моментната магнитна псевдо-мощност на всеки индуктор има екстремум (минимум или максимум), освен ако тази мощност не е равна на нула. Този комплект скаларни магнитни напрежителни падове е единственият, който удовлетворява едновременно основните магнитни закони за веригата.

II. Анализ

Методика за вариационния анализ на линейни и нелинейни магнитни вериги с помощта на предавателни коефициенти, използвайки основните закони за магнитни вериги

Анализът на магнитни вериги с посредством вариационния подход с предавателните коефициенти се състои в следното:

1) В анализираната магнитна верига се избира базисен източник (на магнитодвижещо напрежение (м.д.н.) F_1). Въвежда се двойка изводи (а) и (б), разделящи веригата на базисен източник и "резистивна" част, докато всички други източници (на м.д.н.) се възприемат за "магнитни" резистори съгласно принципа на компенсацията с положителни или отрицателни магнитни съпротивления $R_{\pi Fq}$.

2) Въвеждат се m на брой предавателни коефициенти $k_1, k_2, \dots, k_m$ във връзка със скаларните магнитни напрежителни падове върху елементите на магнитната верига, като се отчита закона на Ампер за пълния ток, където:

$$u_{m1} = k_1 \cdot F_1 ; u_{m2} = k_2 \cdot F_1 ; \dots ;$$

$$u_{mm} = k_m \cdot F_1 . \quad (1)$$

3) Създава се едно уравнение с помощта на баланса на магнитните псевдо-мощности, в което от лявата страна е магнитната псевдо-мощност на базисния източник, а от дясната страна е сумата от магнитните псевдо-мощности на линейните магнитни "резистори" на изследваната верига, съдържащи p линейни "резистори", магнитните псевдо-мощности на нелинейните "резистори", които са n на брой, както и магнитните псевдо-мощности на другите

източници на м.д.н., които са (vs-1) на брой:

$$P_{\text{нф1}} = F_1 F_1 = G_{\text{нл}} (k_1 F_1)^2 + G_{\text{нл2}} (k_2 F_1)^2 + \dots + G_{\text{нлр}} (k_p F_1)^2 + G_{\text{нлLEI}} (k_{p+1} F_1)^2 + G_{\text{нлLEI2}} (k_{p+2} F_1)^2 + \dots + G_{\text{нлLEIп}} (k_{p+n} F_1)^2 + \dots + \sum_{q=2}^{\text{vs}} [\pm G_{\text{нфq}} (k_q F_1)^2] \quad (2)$$

Тук вместо магнитните съпротивления на елементите са използвани техните магнитни проводимости с оглед на улеснение при изчисленията.

4) Записва се система от (m - 1) уравнения с помощта на магнитния закон на Гаус и системата се решава относно един от предавателните коефициенти, например $k_1(t)$, т.е.

$$k_2 = f_2(k_1); k_3 = f_3(k_1); \dots, k_m = f_m(k_1) \quad (3)$$

Тук $k_1(t)$ се явява базисен предавателен коефициент.

5) Уравнение (2) се диференцира относно k_1 , приемайки че $P_{\text{нф1}} = \text{const}$:

$$\frac{\partial P_{\text{нф1}}}{\partial k_1} = 0 = \frac{\partial}{\partial k_1} [G_{\text{нл}} (k_1 F_1)^2 + G_{\text{нл2}} (k_2 F_1)^2 + \dots + G_{\text{нлр}} (k_p F_1)^2 + G_{\text{нлLEI}} (k_{p+1} F_1)^2 + G_{\text{нлLEI2}} (k_{p+2} F_1)^2 + \dots + G_{\text{нлLEIп}} (k_{p+n} F_1)^2 + \sum_{q=2}^{\text{vs}} [\pm G_{\text{нфq}} (k_q F_1)^2]] \quad (4)$$

Резултатът е уравнение от следния тип:

$$0 = f[k_1, G_{\text{нл}}, G_{\text{нл2}}, \dots, G_{\text{нлр}}, G_{\text{нлLEI}}, G_{\text{нлLEI2}}, \dots, G_{\text{нлLEIп}}, G_{\text{нф2}}, G_{\text{нф3}}, \dots, G_{\text{нфvs}}] \quad (5)$$

6) В последното уравнение трябва да се направи полагането:

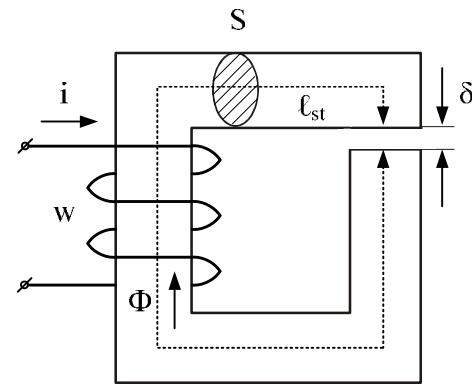
$$G_{\text{LE}} = \frac{F_{\text{LE}}}{u_{\text{нл}}(k_1)}; G_{\text{NLE}} = \frac{F_{\text{NLE}}}{u_{\text{нл}}(k_1)} \text{ и } G_{\text{нфq}} = \frac{F_{\text{LE}}(k_1)}{F_{\text{нфq}}} \text{ или } G_{\text{нфq}} = \frac{F_{\text{NLE}}(k_1)}{F_{\text{нфq}}} \quad (6)$$

Уравнение (5) може да бъде решено относно k_1 аналитично или чрез подходящ числен метод.

7) Въз основа на получената стойност на предавателния коефициент k_1 могат да се изчислят останалите предавателни коефициенти k_{m-1} , както и скаларните магнитни напрежения, интензитетите на магнитното поле и магнитните потоци в различните клонове на изследваната магнитна верига.

III Приложение на методиката за вариационен анализ с предавателни коефициенти за линейни и нелинейни магнитни вериги, работещи при постоянен режим, числени примери

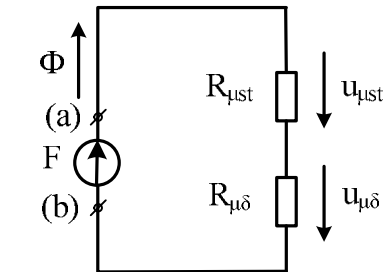
Пример 1: На фиг. 1 е представена линейна магнитна верига със следните параметри: $i = 3,25 \text{ A}$; $w = 300$; $l_{\text{st}} = 0,314 \text{ m}$; $\eta = 944,29$; $d = 0,0007 \text{ m}$; $S = 0,00024 \text{ m}^2$. Да се определи интензитетът на магнитното поле във веригата.



Фиг. 1. Магнитна верига с един индуктор и една въздушна междина.

Решение:

Еквивалентната електрическа верига, въведена на базата на аналогията между магнитните и електрическите вериги, е представена на фиг. 2.



Фиг. 2. Еквивалентна електрическа верига на линейната магнитна верига.

Въвежда се предавателен коефициент k , както следва: $u_{\text{нл}} = k \cdot F = k \cdot (w \cdot i)$. Тогава следва, че $u_{\text{нл}} = (1 - k) \cdot F$. Магнитната псевдо-мощност на източника е:

$$P_{\text{mF}} = F F = \text{const} = \frac{u_{\text{mst}}^2}{R_{\text{mst}}} + \frac{u_{\text{md}}^2}{R_{\text{md}}} =$$

$$= \frac{(k.F)^2}{R_{\text{mst}}} + \frac{[(1-k).F]^2}{R_{\text{md}}}$$

Следва диференциране и определяне на екстремума на псевдо-мощността на базисния

източник: $\frac{\partial P_{\text{mF}}}{\partial k} = 0$. Оттук следва, че:

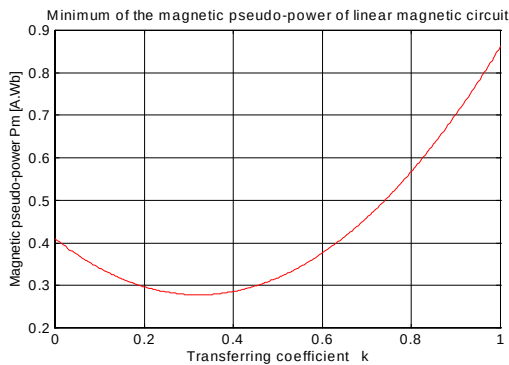
$$k = \frac{R_{\text{mst}}}{R_{\text{mst}} + R_{\text{md}}}. \text{ Освен това: } R_{\text{mst}} = \frac{l_{\text{st}}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S},$$

$$R_{\text{md}} = \frac{d}{\mu_0 \cdot S}, \quad \text{т.е.} \quad k = 0,32205,$$

$$P_{\text{mF min}} = 0,27767 \text{ A.Wb},$$

$$H_{\text{st}} = \frac{u_{\text{mst}}}{l_{\text{st}}} = 1000 \text{ A/m}, H_{\text{d}} = \frac{u_{\text{md}}}{d} = 944286 \text{ A/m}.$$

Зависимостта на P_{m} от k е представена на фиг. 3.



Фиг. 3. Зависимост на P_{m} от k .

Пример 2: Да се определи интензитета на магнитното поле във веригата, представена на фиг. 1, ако нейните параметри са същите като в предходния пример, но се отчете, че магнитното ядро на веригата има намагнитваща характеристика (B-H характеристика), представена на фиг. 4.

Решение:

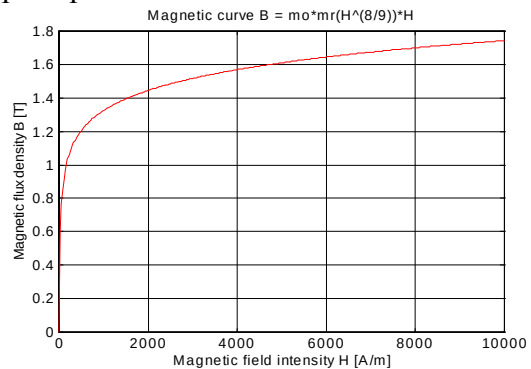
Еквивалентната електрическа верига на изследваната нелинейна магнитна верига е представена на фиг. 5. B-H характеристиката може да се апроксимира, посредством следния израз:

$$B = \mu_0 \cdot \frac{a}{b + H^{(8/9)}} H, \text{ където } a = 5.10^5$$

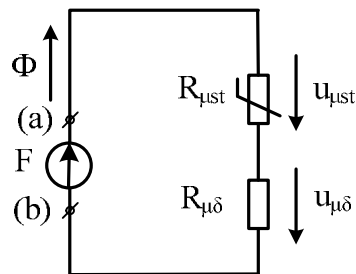
и $b = 10$. Предавателният коефициент може да се въведе посредством същите изрази, както в предходния пример:

$$u_{\text{mst}} = k.F = k.(w.i); \quad u_{\text{md}} = (1-k).F.$$

Магнитната псевдо-мощност на базисния източник има същия вид, както в предходния пример:



Фиг. 4. Намагнитваща характеристика на магнитната сърцевина на веригата, изработена от мека стомана.



Фиг. 5. Еквивалентна електрическа верига на нелинейната магнитна верига.

$$P_{\text{mF}} = F F = \text{const} = \frac{u_{\text{mst}}^2}{R_{\text{mst}}} + \frac{u_{\text{md}}^2}{R_{\text{md}}} =$$

$$= \frac{(k.F)^2}{R_{\text{mst}}} + \frac{[(1-k).F]^2}{R_{\text{md}}}$$

Последният израз се диференцира и се определя екстремума на псевдо-мощността:

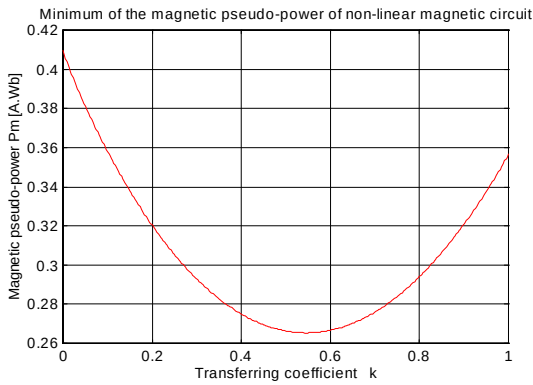
$$\frac{\partial P_{\text{mF}}}{\partial k} = 0. \text{ Оттук следва, че: } k = \frac{R_{\text{mst}}}{R_{\text{mst}} + R_{\text{md}}},$$

като се отчита, че магнитното съпротивление R_{mst} е нелинейно. Крайните резултати са:

$$k = 0,54444; \quad P_{\text{mF min}} = 0,26538 \text{ A.Wb};$$

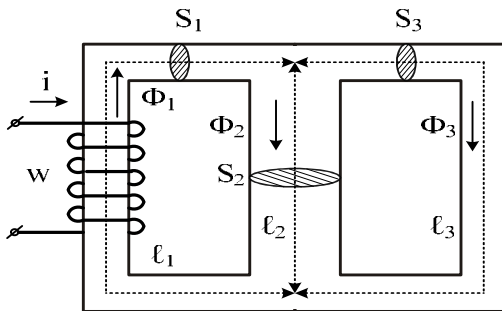
$$H_{\text{st}} = \frac{u_{\text{mst}}}{l_{\text{st}}} = 1691 \text{ A/m}; H_{\text{d}} = \frac{u_{\text{md}}}{d} = 634529 \text{ A/m}.$$

Зависимостта на P_{m} от k е представена на фиг. 6.



Фиг. 6. Зависимост на P_m от k .

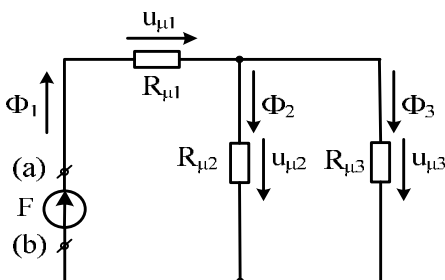
Пример 3: Дадена е линейна магнитна верига (фиг. 7) със следните параметри: $i = 27$ A; $w = 1000$; $l_1 = l_3 = 0,48$ m; $l_2 = 0,2$ m; $S_1 = S_3 = 0,0016$ m²; $S_2 = 0,0032$ m²; $\mu_r = 600$. Да се определят магнитните съпротивления във веригата посредством вариационния подход с предавателните коефициенти.



Фиг. 7. Разклонена магнитна верига с един индуктор.

Решение:

Еквивалентната електрическа верига на изследваната линейна магнитна верига е представена на фиг.8. Падовете на скаларните магнитни напрежения в изследваната верига могат да се изразят чрез предавателния коефициент k , както следва: $u_{m2} = u_{m3} = k.F = k.(w.i)$; $u_{m1} = (1 - k).F$. Магнитната псевдо-мощност на базисния източник е следната:



Фиг. 8. Еквивалентна електрическа верига на разклонената линейна магнитна верига.

$$P_{nF} = F F_1 = \text{const} = \frac{u_{m1}^2}{R_{m1}} + \frac{u_{m2}^2}{R_{m2}} + \frac{u_{m3}^2}{R_{m3}} =$$

$$= \frac{[(1 - k).F]^2}{R_{m1}} + \frac{(k.F)^2}{R_{m2}} + \frac{(k.F)^2}{R_{m3}}$$

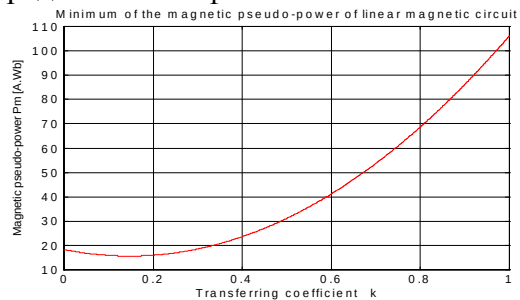
където R_{m1} , R_{m2} и R_{m3} са магнитните съпротивления на магнитните ядра на веригата. Следва диференциране на израза за магнитната псевдо-мощност относно k , т.е.

$$\frac{\partial P_{nF}}{\partial k} = 0. \text{ Получава се: } k = \frac{G_{m1}}{G_{m1} + G_{m2} + G_{m3}}.$$

Тук $G_{m1} = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot S_1}{l_1}$, $G_{m2} = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot S_2}{l_2}$ и

$G_{m3} = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot S_3}{l_3}$ са магнитните проводимости

на ядрата на веригата. Крайните резултати са следните: $k = 0,14694$; $P_{nF \min} = 15,627$ A.Wb; $R_{m1} = 397889,4$ H⁻¹; $R_{m2} = 82893,5$ H⁻¹; $R_{m3} = 397888,4$ H⁻¹. Зависимостта на P_m от k е представена на фиг. 9.

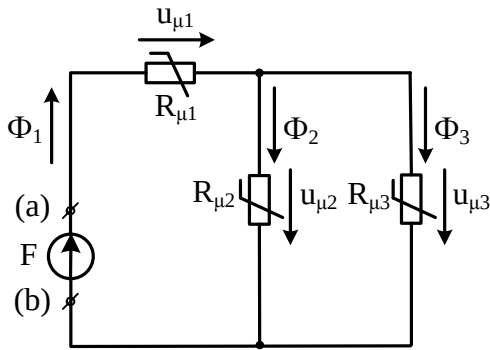


Фиг. 9. Зависимост на магнитната псевдо-мощност P_m от k .

Пример 4: Да се определят относителните магнитни проникновения и магнитните съпротивления на ядрата на веригата, представена на фиг. 7, ако нейните параметри са същите като в предходния пример, но се отчете, че намагнитващата характеристика (B-H характеристиката) на магнитните ядра е същата като представената в Пример 2 (фиг. 4).

Решение:

Еквивалентната електрическа верига на изследваната нелинейна магнитна верига е показана на фиг. 10.



Фиг. 10. Еквивалентна електрическа верига на разклонената нелинейна магнитна верига.

Падовете на скаларните магнитни напрежения в изследваната верига могат да бъдат изразени чрез предавателния коефициент k , както следва: $u_{m2}=u_{m3}=k.F=k.(w.i)$; $u_{m1}=(1-k).F$. Магнитната псевдо-мощност на базисния източник е:

$$P_{mF} = F F_1 = \text{const} = \frac{u_{m1}^2}{R_{m1}} + \frac{u_{m2}^2}{R_{m2}} + \frac{u_{m3}^2}{R_{m3}},$$

$$= \frac{[(1-k).F]^2}{R_{m1}} + \frac{(k.F)^2}{R_{m2}} + \frac{(k.F)^2}{R_{m3}},$$

където R_{m1} , R_{m2} и R_{m3} са магнитните съпротивления на ядрата на веригата. Следва диференциране на магнитната псевдо-мощност относно предавателния коефициент k , т.е. $\frac{\partial P_{mF}}{\partial k} = 0$. Оттук следва, че:

$$k = \frac{G_{m1}}{G_{m1} + G_{m2} + G_{m3}}, \text{ където } G_{m1} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_1 \cdot S_1}{l_1},$$

$$G_{m2} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_2 \cdot S_2}{l_2} \text{ и } G_{m3} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_3 \cdot S_3}{l_3} \text{ са}$$

магнитните проводимости на магнитните ядра на веригата. При изчисленията се отчита, че магнитните съпротивления и проводимости са нелинейни. Крайните резултати са:

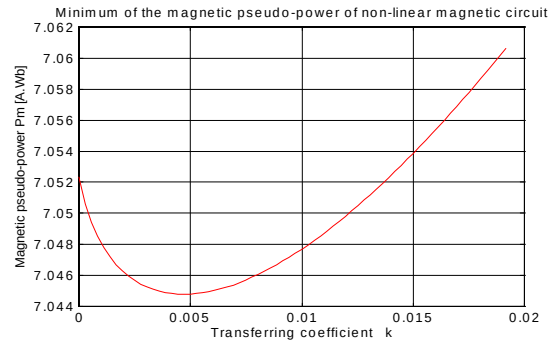
$$k = 4,7222 \cdot 10^{-3}; \quad P_{mF \min} = 7,0448 \text{ A.Wb};$$

$$\mu_{r1} = \frac{B_1}{\mu_0 \cdot H_1} = 231,9, \quad \mu_{r2} = \frac{B_2}{\mu_0 \cdot H_2} = 6493,2,$$

$$\mu_{r3} = \frac{B_3}{\mu_0 \cdot H_3} = 12264, \quad R_{m1} = \frac{u_{m1}}{F_1} = 1,0294 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1},$$

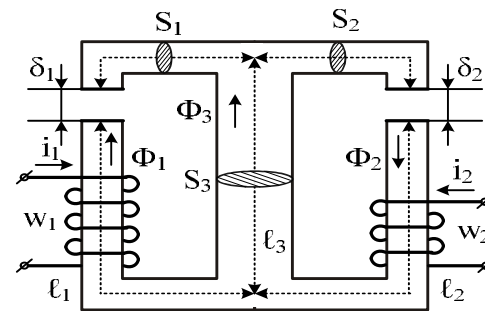
$$R_{m2} = \frac{u_{m2}}{F_2} = 76597 \text{ H}^{-1}, \quad R_{m3} = \frac{u_{m3}}{F_3} = 19466 \text{ H}^{-1}.$$

Зависимостта на P_m от k е представена на фиг. 11.



Фиг. 11. Зависимост на P_m от k .

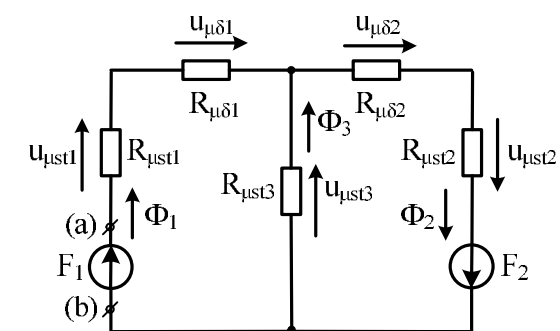
Пример 5: На фиг. 12 е представена линейна магнитна верига със следните параметри: $i_1 = 1 \text{ A}$; $i_2 = 2 \text{ A}$; $w_1 = 2000$; $w_2 = 1200$; $I_{st1} = I_{st2} = 0,0785 \text{ m}$; $I_{st3} = 0,04 \text{ m}$; $d_1 = d_2 = 0,0015 \text{ m}$; $S_1 = S_2 = 0,0004 \text{ m}^2$; $S_3 = 0,0005 \text{ m}^2$; $\mu_r = 485$. Да се определят магнитните потоци във веригата посредством метода с предавателните коефициенти.



Фиг. 12. Разклонена магнитна верига с два индуктора и две въздушни междини.

Решение:

Еквивалентната електрическа верига на изследваната магнитна верига е представена на фиг. 13.



Фиг. 13. Еквивалентна електрическа верига на разклонената линейна магнитна верига с две въздушни междини.

Тук, съответните магнитни съпротивления на магнитните ядра и въздушните междини са както следва:

$$R_{mst1} = \frac{l_1}{\mu_b \cdot \mu \cdot S_1};$$

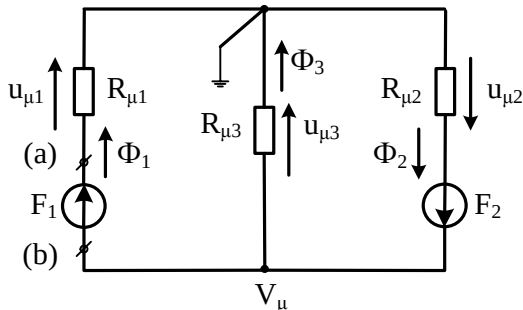
$$R_{md1} = \frac{d_1}{\mu_b \cdot S_1}; R_{mst2} = \frac{l_2}{\mu_b \cdot \mu \cdot S_2};$$

$$R_{md2} = \frac{d_2}{\mu_b \cdot S_2}; R_{mst3} = \frac{l_3}{\mu_b \cdot \mu \cdot S_3}. \text{ Освен това,}$$

еквивалентната електрическа верига може да се опрости, ако се отчете, че:

$$R_{m1} = R_{mst1} + R_{md1}; \quad R_{m2} = R_{mst2} + R_{md2}.$$

Редуцираната еквивалентна електрическа верига е представена на фиг. 14. Тук може да се вземе горният възел на веригата с цел прилагането на метода с предавателните коефициенти заедно с възловия подход:



Фиг. 14. Обобщена електрическа верига.

$$(G_{m1} + G_{m2} + G_{m3})V_m = -G_{m1} \cdot F_1 + G_{m2} \cdot F_2, \text{ т.е.}$$

$$(G_{m1} + G_{m2} + G_{m3})(k \cdot F_1) = -G_{m1} \cdot F_1 + G_{m2} \cdot F_2,$$

$$k = \frac{-G_{m1} + G_{m2} \cdot \frac{F_2}{F_1}}{G_{m1} + G_{m2} + G_{m3}}. \text{ Тук: } k = 7,3563 \cdot 10^{-3};$$

$$u_{m3} = V_m = k \cdot F_1 = k \cdot (w_1 \cdot i_1) = 14,713 \text{ A};$$

$$R_{m3} = R_{mst3} = 1,3126 \cdot 10^5 \text{ H}^{-1};$$

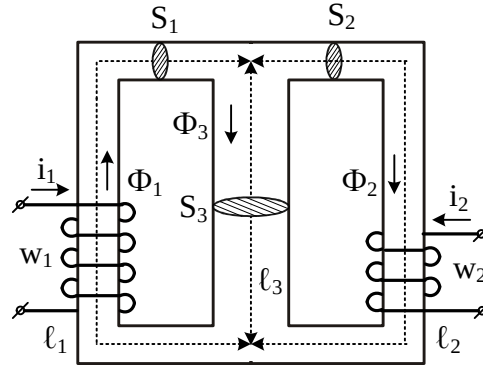
$$F_3 = \frac{u_{m3}}{R_{m3}} = 0,11209 \text{ mWb};$$

$$F_1 = \frac{u_{m1}}{R_{m1}} = 0,60938 \text{ mWb};$$

$$F_2 = F_1 + F_3 = 0,72147 \text{ mWb}.$$

Пример 6: На фиг. 15 е представена нелинейна магнитна верига със следните параметри: $i_1 = 1 \text{ A}$; $i_2 = 0,2 \text{ A}$; $w_1 = 2000$; $w_2 = 1000$; $l_1 = l_2 = 0,15 \text{ m}$; $l_3 = 0,05 \text{ m}$;

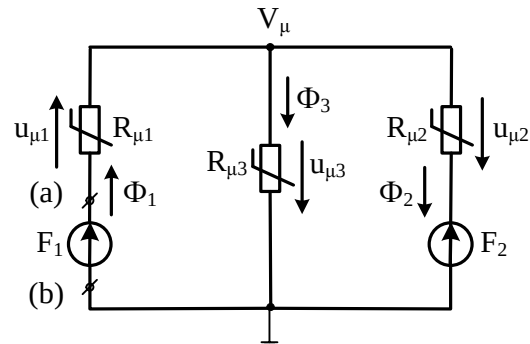
$S_1 = S_2 = 0,0005 \text{ m}^2$; $S_3 = 0,0002 \text{ m}^2$. Да се определят магнитните потоци във веригата, като се има предвид, че намагнитващата характеристика (В-Н характеристиката) на магнитните ядра е като тази в Пример 2 и е представена на фиг. 4. При анализа да се използва вариационния подход с предавателните коефициенти.



Фиг. 15. Разклонена магнитна верига с два индуктора.

Решение:

Еквивалентната електрическа верига е представена на фиг.16.



Фиг. 16. Еквивалентна електрическа верига на разклонената нелинейна магнитна верига с два индуктора.

Падовите на скаларните магнитни напрежения в последната еквивалентна електрическа верига могат да се изразят чрез предавателния коефициент k , както следва: $u_{m3} = V_m = k \cdot F_1 = k \cdot (w_1 \cdot i_1)$; $u_{m1} = (1 - k) \cdot F_1$; $u_{m2} = -F_2 + k \cdot F_1$. Магнитната псевдо-мощност на първия индуктор е:

$$P_{\text{mF1}} = F_1 F_1 = \text{const} = \frac{u_{\text{m1}}^2}{R_{\text{m1}}} + \frac{u_{\text{m2}}^2}{R_{\text{m2}}} + \frac{u_{\text{m3}}^2}{R_{\text{m3}}} + \frac{F_2^2}{R_{\text{mF2}}} = \frac{[(1-k) \cdot F_1]^2}{R_{\text{m1}}} + \frac{(-F_2 + k \cdot F_1)^2}{R_{\text{m2}}} + \frac{(k \cdot F_1)^2}{R_{\text{m3}}} + \frac{F_2^2}{R_{\text{mF2}}}$$

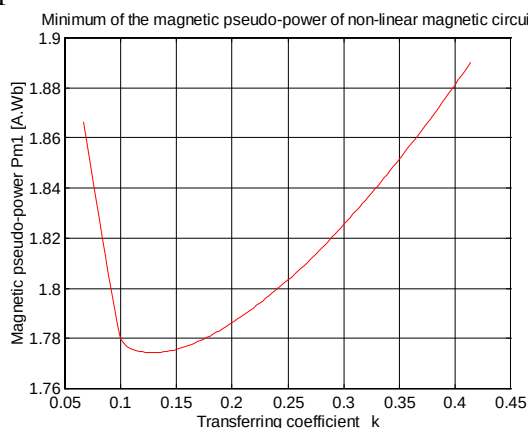
Следва диференциране на магнитната псевдо-мощност относно k , т.е. $\frac{\partial P_{\text{mF1}}}{\partial k} = 0$, като крайният резултат е:

$$k = \frac{u_{\text{m3}}}{F_1} = \frac{V_{\text{m}}}{F_1} = \frac{+G_{\text{m1}} + G_{\text{m2}} \cdot \frac{F_2}{F_1}}{G_{\text{m1}} + G_{\text{m2}} + G_{\text{m3}}} = 0,12778;$$

$$P_{\text{mF1}} = 1,7743 \text{ A} \cdot \text{Wb}; \quad F_1 = 0,8868 \text{ mWb};$$

$$F_2 = 0,5639 \text{ mWb}; \quad F_3 = 0,3229 \text{ mWb}.$$

Зависимостта на P_{mF1} от k е представена на фиг. 17.



Фиг. 17. Зависимост на P_{mF1} от k .

IV Заключение

Вариационният анализ с предавателни коефициенти може да се приложи спрямо различни линейни и нелинейни магнитни вериги, работещи при постоянни режими. Това е допълнително средство за изследване на такива специални видове вериги. Той дава възможност да се разкрият и да се изследват някои допълнителни свойства на елементите на тези вериги - в конкретния случай на отделния индуктор и неговата магнитна псевдо-мощност, която има екстремум за номиналния (реалния) работен режим. Предложената методика може да бъде приложена в комбинация с други методи за анализ - възлов подход, контурен анализ и т.н. Тя е приложима и за анализ на променливи

режими (хармонични режими) на работа в магнитните вериги. Представените числени примери доказват недвусмислено валидността на предложените изчислителни процедури.

Литература:

1. Panov E., Variation method for analysis of electric circuits, Proceeding of the Union of the Scientists - Varna, № 2, 1995, № 1, 1996, pp. 56 - 59. (in Bulgarian)
2. Panov E., Exploration on the possibilities of the variation method for analysis of electric circuits, Proceeding of the Union of the Scientists - Varna, № 2, 1995, № 1, 1996, pp. 60 - 62. (in Bulgarian)
3. Panov E., Computer – aided analysis of electric circuits by variation method, Proceeding of the 11-th International Conference “Systems for Automation of Engineering and Research” and DECUS NUG Seminar (SAER’97), 20-21 September, Varna, 1997, pp. 227 - 231.
4. Panov E., New approaches for implementation of the variation method for analysis of electric circuits, Int. Conf. “Days of the Science of Republic of Bulgaria and Republic of Macedonia”, 27-29 May 1999, Sofia, Bulgaria, pp. 348 - 361.
5. Panov E., Doneva M., Phasor approach for variation analysis of electric circuits, XVIIIth International Scientific and Technical Conference “Electrical Power Engineering”- 2014, 11-13 September 2014, Varna, Bulgaria, pp. 71 - 80.
6. Panov E., Doneva M., Exploration of the possibilities for variation analysis of complex electric circuits combined with the loop analysis and the nodal approach, XVIIIth International Scientific and Technical Conference “Electrical Power Engineering”- 2014, 11-13 September 2014, Varna, Bulgaria, pp. 81 - 88.
7. Panov E., Doneva M., Exploration of the Possibilities of the Method with the Transferring Coefficients Combined with the Variation Approach of Analysis Electric Circuits, Annual of the Technical University of Varna, 2014 Vol. I, pp. 79-84, ISSN: 1311-896X.
8. Panov E., Doneva M., Exploration of the possibilities of the variation approach for

- analysis of transient processes in electric circuits, XIV-th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems – ELMA’2015, October 2015, Varna, Bulgaria, pp. 305-312.
9. Panov E., Doneva M., Exploration of the Possibilities for Analysis of Stationary AC Regimes in Non-Linear Electric Circuits by the Variational Approach, Proc. of International Scientific Symposium “Electrical Power Engineering 2016”, 6-8 Oct. 2016, pp. 121-128, ISBN 978-954-20-0762-3.
 10. Panov E., Doneva M., Variational Approach for Analysis of Transient processes in Electric Circuits. In: Proceedings of Digests, XIXth International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA’2016, Publishing House Avangard Prima, Sofia, Bulgaria, 29 May – 1 June 2016, Bourgas, Bulgaria, pp. 151-152, (SCOPUS), ISBN: 978-619-160-648-1
 11. Panov E., Doneva M., Variational Approach for Analysis of Transient processes in Electric Circuits. In: Proceedings of the XIXth International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA’2016, 29 May – 1 June 2016, Bourgas, Bulgaria, pp. 242-245, (SCOPUS), IEEE Catalog Number: CFP1628Z-PRT, ISBN: 978-1-4673-9521-2.
 12. Panov E., Doneva M., An Overview of the Possibilities of the Variational Analysis for Exploration of Electric Circuits, Proceedings of 51st International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies ICEST’2016, 28-30 June 2016, Ohrid, Macedonia, pp.451-454, ISBN 978-9989-786-78-5.
 13. Panov E., Doneva M., An Overview of the Possibilities of the Variational Analysis for Exploration of Electric Circuits, Journal of Communication and Computer Volume 14, Number 3, March 2017, pp. 142-147, USA, DOI: 10.17265/1548-7709/2017.03.006, ISSN 1548-7709 (Print), ISSN 1930-1553 (Online), (reprinted from ICEST’2016).
 14. Panov E., Doneva M., Exploration of the possibilities of the variational approach for analysis of transient processes in electric circuits, Vol. 9,10, 2016, mag. “Elektrotechnika&Elektronika” (E+E), pp.23-31. (reprinted from ELMA’2015), ISSN 0861-4717.
 15. Doneva M., Variational analysis of electric circuits, Auto-essay on PhD dissertation, Technical University of Varna, March 2018. (inBulgarian)
 16. Panov E., Mehmed-Hamza M., Yordanova M., A Computing Approach for Determination of the Magnetic Flux Density under Transmission Power Lines, Proceedings of the Second International Scientific Conference “Intelligent Information Technologies for Industry” (IITI’17), Advances in Intelligent Systems and Computing 680, Vol. 2, Varna, Bulgaria, pp. 264-270, Springer (SCOPUS), ISSN 2194-5357, ISSN 2194-5365 (electronic), ISBN 978-3-319-68323-2, ISBN 978-3-319-68324-9 (eBook), doi:10.1007/978-3-319-68324-9_29.

За контакти:

Вяра Йорданова Василева
 Технически Университет – Варна,
 България
 Катедра „Теоретична и измервателна
 електротехника”
 9010 Варна, ул. „Студентска” № 1
 e-mail: via_vas@abv.bg

For Contacts:

Viara Yordanova Vasileva
 Technical University, Varna, Bulgaria
 Department of Theoretical Electrical
 Engineering and Instrumentation,
 Bulgaria
 9010 Varna, 1 Studentska str.
 e-mail: via_vas@abv.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ НА КОМПОНЕНТИТЕ НА ИНТЕНЗИТЕТА НА МАГНИТНОТО ПОЛЕ ОКОЛО РАЗЛИЧНИ ПО ФОРМА ИНДУКТОРИ СПОРЕД РОТАЦИОННАТА ТЕОРИЯ

Мирослава Гришева Донева

EXPLORATION OF THE COMPONENTS OF THE MAGNETIC FIELD INTENSITY AROUND DIFFERENT IN SHAPE INDUCTORS ACCORDING TO THE ROTARY THEORY

Miroslava Grisheva Doneva

Резюме: Ротационната теория се появи през 1998, опитвайки се да обясни електромагнитните явления от друга гледна точка и да отговори на серия от въпроси, свързани с основните електромагнитни закони, достигайки същите резултати, но давайки по-прости и директни отговори в сравнение с класическата електромагнитна теория на Максвел. В нея, с помощта на метода на моментите, векторът на интензитета на магнитното поле $\vec{H}$ и векторът на магнитната индукция $\vec{B}$ са представени като моменти на вектора на токовата плътност на тангенциалния ток на индукцията $\vec{j}_{D_t}$, заявявайки по този начин, че магнитното поле е форма на въртящо се електрическо поле. Крайният резултат е система от електромагнитни уравнения в напълно електрическа форма, описващи електромагнитните явления, свързани с движещи се обекти с произволни скорости по-малки или равни на тази на светлината. От тези уравнения бяха извлечени релативистичните трансформации на вектора $\vec{j}_{D_t}$ и ефективния радиус-вектор $\vec{R}_{eff}$. По този начин ротационната теория стана част от специалната теория на относителността на Алберт Айнщайн. Така ротационната теория стана една от реалистичните теории, които са посветени на обясняването на електромагнитните явления. Настоящата публикация е посветена на извличането на формулите за векторите $\vec{j}_{D_t}$ и $\vec{R}_{eff}$ при индуктори с различна форма.

Ключови думи: ротационна теория, ротационна теория на магнитното поле, електромагнитна теория на Максвел, специална теория на относителността, система уравнения на Максвел-Херц-Айнщайн.

Abstract: Rotary theory appeared in 1998, trying to explain the electromagnetic phenomena from another point of view and to answer to series of questions connected with the basic electromagnetic laws, reaching the same results but giving simpler and direct answers compared with the classical electromagnetic theory of Maxwell. In it by the help of the method of moments the vector of the magnetic field intensity $\vec{H}$ and the vector of the magnetic flux density $\vec{B}$ are presented as moments of the vector of the current density of the tangential displacement current $\vec{j}_{D_t}$, claiming in this way that the magnetic field is a form of a rotating electric field. The final result is a set of electromagnetic equations in fully electrical form, depicting all the electromagnetic phenomena connected with moving objects with arbitrary speeds less or equal to that of light. From these equations the relativistic transformations of the vector $\vec{j}_{D_t}$ and the effective radius-vector $\vec{R}_{eff}$ were extracted. In this way rotary theory became a part of the special theory of relativity of Albert Einstein. So, rotary theory became one of the realistic theories, which are dedicated to the explanation of the electromagnetic phenomena. The present paper is dedicated to the extraction of the formulas of the vectors $\vec{j}_{D_t}$ and $\vec{R}_{eff}$ for inductors with different shapes.

Keywords: Rotary Theory, Rotary Theory of the Magnetic Field, Maxwell's Electromagnetic Theory, Special Theory of Relativity, Maxwell-Hertz-Einstein System of Equations.

I. Introduction

In 1998 the rotary theory (RT) appeared trying to explain the electromagnetic phenomena from another point of view connected with the relative rotation of the electric field of the moving charges towards a static observer [1,2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10]. In that way RT could answer to series of questions connected with the basic electromagnetic laws, reaching the same results but giving simpler and direct answers starting

from the basic terms of the basic magnetic quantities – the vector of the magnetic field intensity $\vec{H}$, the vector of the magnetic flux density $\vec{B}$ and some others, reaching a new model of propagation of the electromagnetic wave in free space. RT is based on 10 physical theorems. It introduces 2 new principles and leads to rearrangement of the Maxwell's set of equations, showing that it contains equations

similar to the current and voltage equations according to the Kirchhoff's laws of the electric circuits [2, 3].

Today, Maxwell-Hertz-Einstein system of basic equations of the electromagnetic field is a substantial part of many basic scientific sources giving the bases of the modern electromagnetic field theory [8, 9, 10]. The last researches on the base of RT gave an additional impact over the development of another important branch of the modern science, connected with the special theory of relativity (STR) called relativistic circuit theory (RCT) or special circuit theory (SCT) [11, 12].

The present paper is a continuation of the researches on the application of the method of moments, which gives the opportunity to present the basic quantities – the vectors $\vec{H}$ and $\vec{B}$ as moments of the vector of the current density of the tangential displacement current $\vec{j}_{D\lambda}$ and the effective radius-vector $\vec{R}_{eff}$ for different in shape inductors.

II. Analysis

In [2, 3] only few types of inductors were explored towards the disintegration of the vector of the magnetic field intensity $\vec{H}$ into a moment of the vectors $\vec{j}_{D\lambda}$ and $\vec{R}_{eff}$ around them. These inductors were: a circular conductor of radius r with a constant electric current (the magnetic field in its centre and on the axis of the circular conductor at distance x from its center); a straight infinite conductor with a constant electric current; a solenoid with a current (the magnetic field on the axis of the solenoid); (the same results for a toroid (the magnetic field on the axis of the toroid)).

According to RT the vector of the magnetic field intensity $\vec{H}$ can be presented at point M around the inductor as a sum of products of countless current elements which the conductor is broken into and then, the magnetic field around the conductor will be a sum of the effects of each of these elements [2, 3]:

$$\begin{aligned}\vec{H}_M &= \sum_{(L)} \vec{r}' \times \vec{j}_{D\lambda} = (\vec{r}_1' \times \vec{j}_{D\lambda,1}) + \\ &(\vec{r}_2' \times \vec{j}_{D\lambda,2}) + \dots + (\vec{r}_S' \times \vec{j}_{D\lambda,S}) = \\ &= \sum_{p=1}^{S \otimes \infty} (\vec{r}_p' \times \vec{j}_{D\lambda,p}) = (r_1 \cdot dj_{D\lambda,1}) \vec{n} + \dots \quad (1) \\ &+ (r_2 \cdot dj_{D\lambda,2}) \vec{n} + (r_S \cdot dj_{D\lambda,S}) \vec{n} = \\ &= R_{eff} \cdot (dj_{D\lambda,1} + dj_{D\lambda,2} + \dots + dj_{D\lambda,S}) \vec{n} = \\ &= R_{eff} \cdot j_{D\lambda} \vec{n} = \vec{R}_{eff}' \times \vec{j}_{D\lambda}\end{aligned}$$

Here, the vectors $\vec{R}_{eff}$, $\vec{j}_{D\lambda}$ and $\vec{H}$ are perpendicular each other and they form a right triplet. The formula for calculation the magnitude of the vector of the current density of the tangential displacement current $\vec{j}_{D\lambda}$ is the following one:

$$j_{D\lambda} = dj_{D\lambda,1} + dj_{D\lambda,2} + \dots + dj_{D\lambda,S} = \sum_{(L)} dj_{D\lambda} \quad (2)$$

The calculation of the magnitude of the effective radius-vector $\vec{R}_{eff}$ can be done on the base of the magnitudes of the vectors $\vec{H}$ and $\vec{j}_{D\lambda}$:

$$R_{eff} = \frac{H}{j_{D\lambda}} \quad (3)$$

Finally, the vectors $\vec{R}_{eff}$, $\vec{j}_{D\lambda}$ and $\vec{H}$ can be orientated in such a position, in which they form a right triplet of vectors. The origin of the vector $\vec{R}_{eff}$ is not obligatory to be placed at any point of the explored inductor. It happens only in few cases.

Having in mind the calculation procedure given above, it is possible to calculate the components of the magnetic field around some types of inductors with specific forms.

A) Magnetic field around a straight finite conductor with constant electric current

In Fig. 1 a straight finite conductor with constant electric current i is presented.

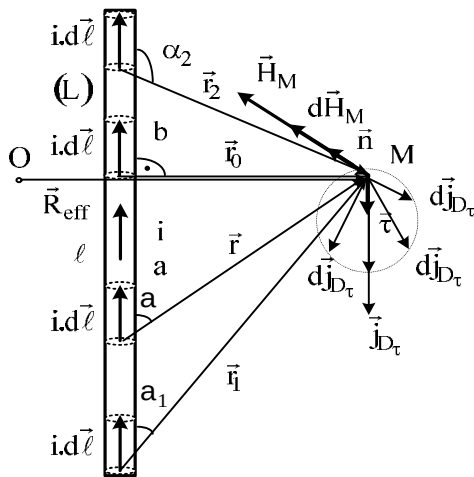


Fig. 1. Magnetic field a straight finite conductor with constant electric current.

At point M at distance r_0 from the conductor the magnitude of the magnetic field intensity is as follows:

$$H = \frac{i}{4\pi r_0} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2).$$

The magnitude of vector $\vec{j}_{Dt}$ is:

$$\begin{aligned} j_{Dt} &= \frac{\partial j_{dDt}}{\partial L} = \frac{\partial}{\partial L} \frac{i}{4\pi r_0^2} \sin^2 a \cdot da = \\ &= \frac{\partial}{\partial a_1} \frac{i}{4\pi r_0^2} \sin^2 a \cdot da = \\ &= \frac{i}{8\pi r_0^2} \frac{\partial}{\partial a_1} (a_2 - a_1) + \frac{(\sin 2a_1 - \sin 2a_2)}{2} \frac{\partial}{\partial a_1} \end{aligned} \quad (4)$$

and the magnitude of vector $\vec{R}_{eff}$ is the following one:

$$R_{eff} = \frac{H}{j_{Dt}} = \frac{2r_0(\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2)}{\frac{\partial}{\partial a_1} (a_2 - a_1) + \frac{(\sin 2a_1 - \sin 2a_2)}{2}}. \quad (5)$$

If point M is situated on the midperpendicular of the straight finite conductor, then $a_2 = p - a_1$ and the components of the magnetic field are:

$$\begin{aligned} H &= \frac{i}{2\pi r_0} \cos \alpha_1; \quad j_{Dt} = \frac{i}{8\pi r_0^2} [(p - 2a_1) + \sin 2a_1]; \\ R_{eff} &= \frac{4r_0 \cos \alpha_1}{[(p - 2a_1) + \sin 2a_1]}. \end{aligned} \quad (6)$$

For the case of a straight infinite conductor, where the angles are $a_1 = 0$ and $a_2 = p$, the components of the magnetic field are [2,3]:

$$H = \frac{i}{2\pi r_0}; \quad j_{Dt} = \frac{i}{8r_0^2}; \quad R_{eff} = \frac{4r_0}{p}.$$

B) Magnetic field at the centre of a segment of a circular conductor of radius r_0 with constant electric current

The components of the magnetic field at the centre of a circular conductor with current (Fig. 2) are already known [2,3].

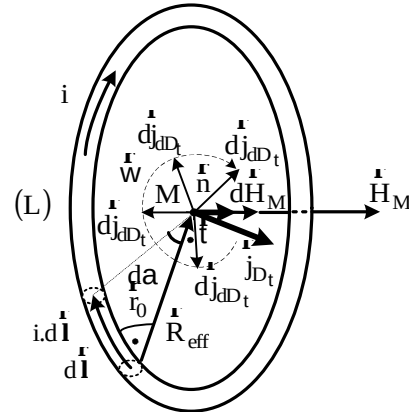


Fig. 2. Magnetic field at the centre of a circular conductor with constant electric current.

They are as follows:

$$H = \frac{i}{2r_0}; \quad j_{Dt} = \frac{i}{2r_0^2}; \quad R_{eff} = r_0.$$

The components of the magnetic field at the centre of semicircular conductor with current (Fig. 3) are similar:

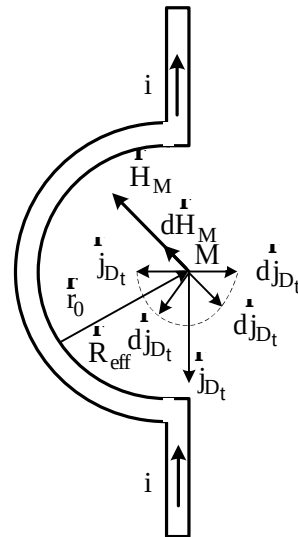


Fig. 3. Magnetic field at the centre of a semicircular conductor with constant electric current.

$$\begin{aligned} H &= \frac{i}{4r_0}; \quad j_{Dt} = \frac{\partial j_{dDt}}{\partial L} = \frac{i}{4r_0^2}; \\ R_{eff} &= \frac{H}{j_{Dt}} = r_0. \end{aligned} \quad (7)$$

The components of the magnetic field at the centre of a segment of a circular conductor with current (Fig. 4) are also similar:

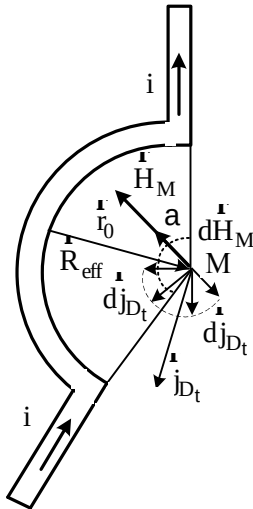


Fig. 4. Magnetic field at the centre of a segment of a circular conductor with constant electric current.

$$H = \frac{ia}{4p \cdot r_0}; j_{D_t} = \frac{\partial j_{dD_t}}{\partial L} = \frac{ia}{4p \cdot r_0^2};$$

$$R_{eff} = \frac{H}{j_{D_t}} = r_0. \quad (8)$$

Here, α is the central angle of the segment.

C) Magnetic field at the centre of a rectangular contour with current

The components of the magnetic field at the centre of a rectangular contour with current (Fig. 5) can be extracted by the help of the first case (equations (4), (5) and (6)):

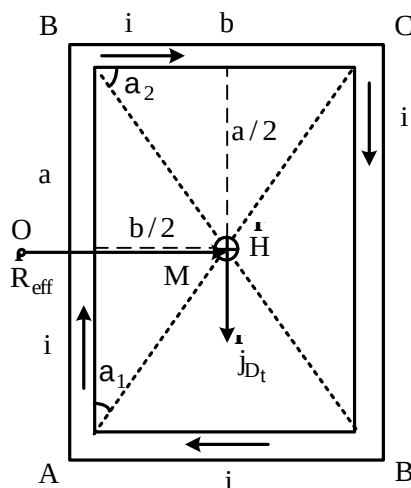


Fig. 5. Magnetic field at the centre of a rectangular contour with current.

$$H = H_{AB} + H_{BC} + H_{CD} + H_{DA} =$$

$$= 2.H_{AB} + 2.H_{BC} = \frac{2.i \cdot \cos \alpha_1}{p \cdot b} + ; \quad (9)$$

$$+ \frac{2.i \cdot \cos \alpha_2}{p \cdot a} = \frac{2.i \cdot \sqrt{a^2 + b^2}}{p \cdot a \cdot b}$$

$$j_{D_t} = \frac{\partial j_{dD_t}}{\partial L} = j_{D_t,AB} + j_{D_t,BC} + j_{D_t,CD} +$$

$$+ j_{D_t,DA} = 2.j_{D_t,AB} + 2.j_{D_t,BC} = ; \quad (10)$$

$$= \frac{i \cdot \frac{\partial}{\partial L} (a^2 + b^2) - 2(a_1 \cdot a^2 + a_2 \cdot b^2) + 2ab}{p \cdot \frac{\partial}{\partial L} (a^2 + b^2) - 2(a_1 \cdot a^2 + a_2 \cdot b^2) + 2ab}$$

$$R_{eff} = \frac{H}{j_{D_t}} = \frac{2ab \cdot \sqrt{a^2 + b^2}}{[p \cdot (a^2 + b^2) - 2(a_1 \cdot a^2 + a_2 \cdot b^2) + 2ab]}. \quad (11)$$

For the case of a square contour with current, the components of the magnetic field at the centre can be extracted from the previous three expressions having in mind that $a = b$ and

$$a_1 = a_2 = \frac{p}{4} :$$

$$H = H_{AB} + H_{BC} + H_{CD} + H_{DA} =$$

$$= 4.H_{AB} = \frac{4.i \cdot \cos \alpha_1}{p \cdot b} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot i}{p \cdot a} ; \quad (12)$$

$$j_{D_t} = \frac{\partial j_{dD_t}}{\partial L} = j_{D_t,AB} + j_{D_t,BC} + j_{D_t,CD} +$$

$$+ j_{D_t,DA} = 4.j_{D_t,AB} = \frac{i \cdot \frac{\partial}{\partial L} (a^2 + b^2) - 2(a_1 \cdot a^2 + a_2 \cdot b^2) + 2ab}{p \cdot \frac{\partial}{\partial L} (a^2 + b^2) - 2(a_1 \cdot a^2 + a_2 \cdot b^2) + 2ab} ; \quad (13)$$

$$R_{eff} = \frac{H}{j_{D_t}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot a}{(p + 2)}. \quad (14)$$

D) Magnetic field inside a thick straight infinite cylindrical conductor with current

In Fig. 6 a thick straight infinite cylindrical conductor of radius r_0 with current i is presented. The components of the magnetic field inside the conductor at point M can be extracted by the help of the same procedure, which was introduced at the very beginning.

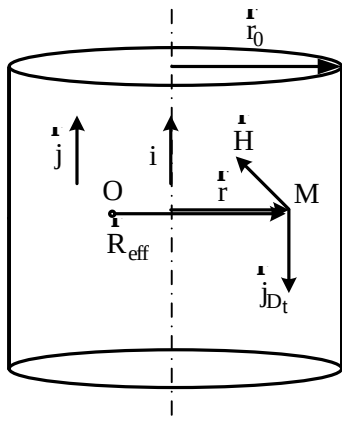


Fig. 6. Magnetic field inside a thick straight infinite cylindrical conductor with current.

If the current density $\vec{j}$ inside the conductor is constant, then: $j = \frac{i}{\rho \cdot r_0^2}$. The magnitude of the magnetic field intensity inside the conductor is: $H = \frac{j \cdot r}{2} = \frac{i}{2 \cdot \rho \cdot r_0^2} \cdot r$. If we imagine, that the magnetic field at point M is caused by an electric current, flowing through a very thin string, coinciding with the axis of the voluminous infinite cylindrical conductor, then we can use the expression of $\vec{R}_{eff}$ for the magnetic field around a straight infinite conductor, using the symmetry of both constructions and the analogy between them, i.e. the magnitude of vector $\vec{R}_{eff}$ must be:

$$R_{eff} = \frac{4r}{\rho} \quad (15)$$

The current flowing through the thin string must be the same as the current, which is flowing in the voluminous conductor and really causes the magnetic field at point M, being surrounded by the radius-vector $\vec{r}$, i.e.:

$$i = j \cdot \rho \cdot r^2 = \frac{i \cdot r^2}{r_0^2}.$$

So, this is the current flowing through an inner cylinder with radius r , which is coaxial towards the thick straight infinite cylindrical conductor with current i .

Then, the magnitude of vector $\vec{j}_{D_1}$ will be:

$$j_{D_1} = \frac{\partial j_{dD_1}}{\partial L} = \frac{H}{R_{eff}} = \frac{\rho \cdot j}{8} = \frac{i}{8r_0^2} = const. \quad (16)$$

E) Magnetic field inside the shield of an infinite coaxial cable with current

In Fig. 7 an infinite coaxial cable with current i is presented. The magnetic field inside the shield at point M can be presented with its components by the help of the first and the previous case. The structure of the magnetic field can be decomposed into three components having in mind the following three cases, presented in Fig. 8, Fig. 9 and Fig. 10.

In Fig. 8 the magnetic field outside a thick straight infinite cylindrical conductor of radius r_1 is presented (here we can use the consequence of the first case) The flowing current i_1 is directed upwards.

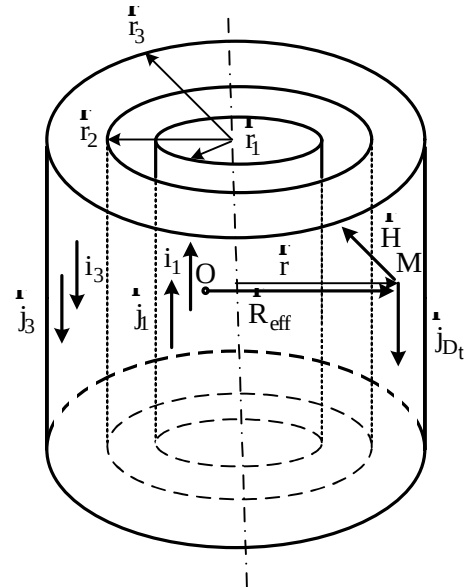


Fig. 7. Magnetic field inside the shield of an infinite coaxial cable with current.

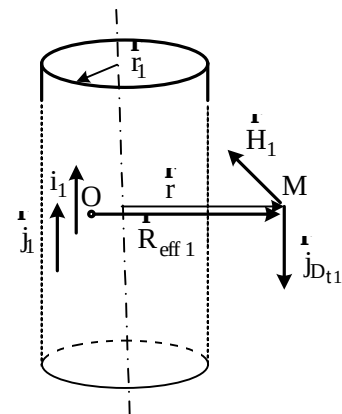


Fig. 8. Magnetic field outside a thick straight infinite conductor with current.

In Fig. 9 the magnetic field outside a thick straight infinite cylindrical conductor of radius r_2 is presented. In it the current i_2 flows in the same direction (here we can use again the consequence of the first case for a thick straight infinite cylindrical conductor).

In Fig. 10 the magnetic field inside a thick straight infinite conductor with opposite current i_3 is presented.

The magnitude of the magnetic field intensity at point M can be presented as a superposition of three components, having in mind that $i_1 = i_3$ and $j_2 = j_3$:

$$\begin{aligned} H &= H_1 + H_2 - H_3 = \frac{i_1}{2p.r} + \frac{j_2}{2p.r} - \frac{j_3.r}{2} = \\ &= \frac{i_1}{2p.r} + \frac{j_2.p.r_2^2}{2p.r} - \frac{i_1.r}{2p.(r_3^2 - r_2^2)} = \\ &= \frac{i_1}{2p.r} + \frac{\frac{i_1.p.r_2^2}{p.(r_3^2 - r_2^2)}}{2p.r} - \frac{i_1.r}{2p.(r_3^2 - r_2^2)} = \\ &= \frac{i_1.(r_3^2 - r^2)}{2p.r.(r_3^2 - r_2^2)} \end{aligned} \quad (17)$$

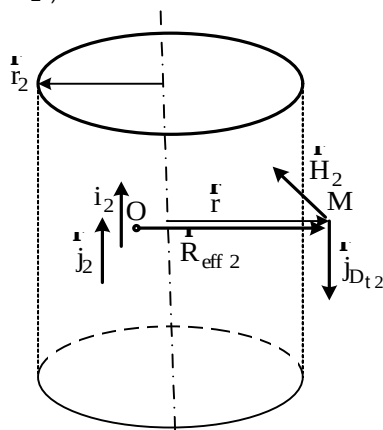


Fig. 9. Magnetic field outside a thick straight infinite conductor with current.

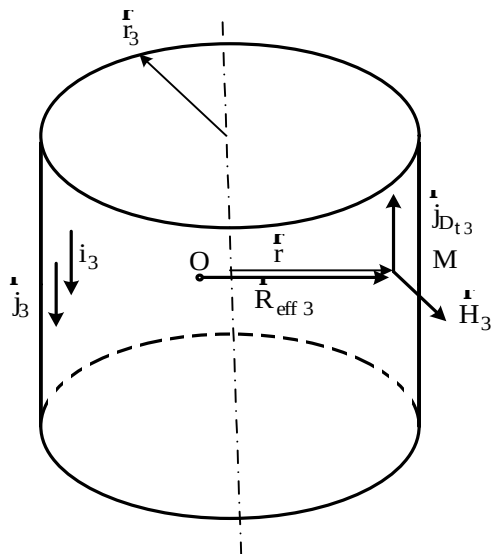


Fig. 10. Magnetic field inside a thick straight infinite conductor with opposite current.

The magnitude of vector $\vec{j}_{D_1}$ has also three components:

$$\begin{aligned} \vec{j}_{D_1} &= \frac{d\vec{j}_{D_1}}{dl} = \vec{j}_{D_{1.1}} + \vec{j}_{D_{1.2}} - \vec{j}_{D_{1.3}} = \frac{i_1}{8r^2} + \\ &+ \frac{j_2.p.r_2^2}{8r^2} - \frac{p.j_3}{8} = \frac{i_1}{8r^2} + \frac{i_1}{p.(r_3^2 - r_2^2)} \cdot \frac{p.r_2^2}{8r^2} - \frac{i_1}{8} = \\ &= \frac{i_1.(r_3^2 - r^2)}{8r^2.(r_3^2 - r_2^2)} \end{aligned} \quad (18)$$

The magnitude of the vectors $\vec{R}_{eff}$ will be:

$$R_{eff} = \frac{H}{j_{D_1}} = \frac{4r}{p} \quad (19)$$

F) Magnetic field on the midperpendicular of a straight infinite twin cable with two flowing currents

In Fig. 11 a twin straight infinite twin cable with two flowing currents is presented.

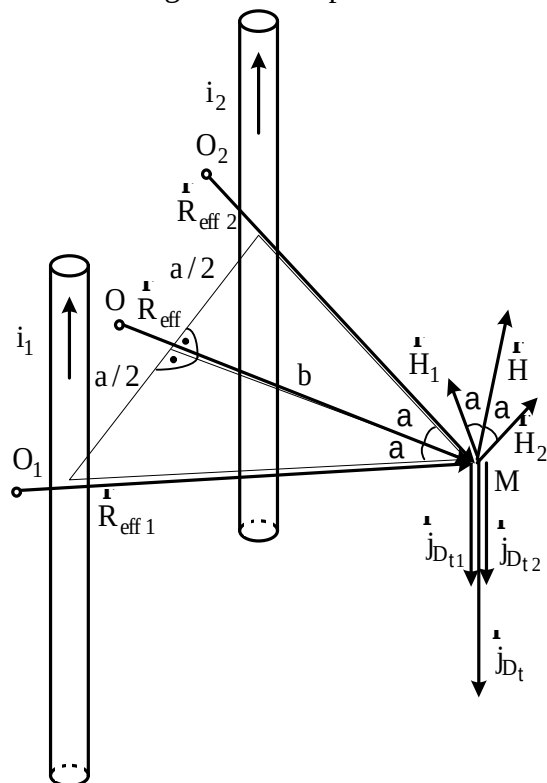


Fig. 11. Magnetic field on the midperpendicular of a straight infinite twin cable with two flowing current.

The components of the magnetic field at point M disposed on the midperpendicular of the cable can be extracted using the consequences of the first case (used twice) and the superposition principle:

$$H = H_1 \cdot \cos \alpha + H_2 \cdot \cos \alpha =$$

$$= \frac{i_1}{2p \sqrt{b^2 + \frac{a^2}{4}}} \cdot \cos \alpha + \frac{i_2}{2p \sqrt{b^2 + \frac{a^2}{4}}} \cdot \cos \alpha = ; (20)$$

$$= \frac{(i_1 + i_2)b}{2p \sqrt{b^2 + \frac{a^2}{4}}} \cdot \frac{a}{\frac{a}{2}}$$

$$j_D = \frac{\partial j_{dD}}{\partial L} = j_{D,1} + j_{D,2} =$$

$$= \frac{i_1}{8p \sqrt{b^2 + \frac{a^2}{4}}} + \frac{i_2}{8p \sqrt{b^2 + \frac{a^2}{4}}} = \frac{(i_1 + i_2)}{8p \sqrt{b^2 + \frac{a^2}{4}}} ; (21)$$

$$R_{eff} = \frac{H}{j_D} = \frac{4b}{p} . (22)$$

For the simpler case when $i_1 = i_2$ the relations are as follows:

$$H = H_1 \cdot \cos \alpha + H_2 \cdot \cos \alpha = \frac{i_1 b}{p \sqrt{b^2 + \frac{a^2}{4}}} ; (23)$$

$$j_D = \frac{\partial j_{dD}}{\partial L} = j_{D,1} + j_{D,2} = \frac{i_1}{4p \sqrt{b^2 + \frac{a^2}{4}}} ; (24)$$

$$R_{eff} = \frac{H}{j_D} = \frac{4b}{p} . (25)$$

G) Magnetic field on the midperpendicular of an infinite flat cable with current

In Fig. 12 an infinite flat cable with current is presented. The components of the magnetic field at point M disposed on the midperpendicular of the cable can be extracted by the help of the last case. For that purpose two narrow strips of the conductor, disposed symmetrically towards its midperpendicular, are explored and then the magnetic field can be presented as a superposition of all couples of strips which the cable was broken into.

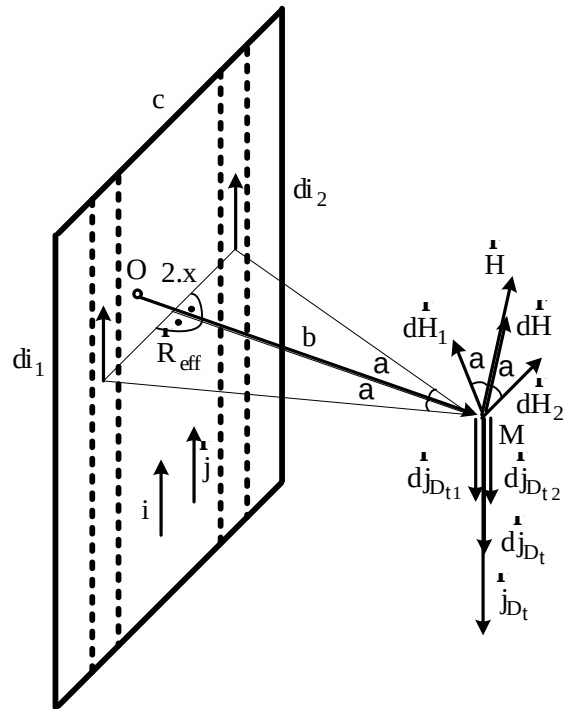


Fig. 12. Magnetic field on the midperpendicular of an infinite flat cable with current.

The elementary components of the magnetic field at point M, having in mind that elementary currents of two of the strips are $di_1 = di_2$, can be found as follows:

$$dH = dH_1 \cdot \cos \alpha + dH_2 \cdot \cos \alpha =$$

$$= \frac{di_1}{2p \sqrt{b^2 + x^2}} \cdot \cos \alpha + \frac{di_2}{2p \sqrt{b^2 + x^2}} \cdot \cos \alpha = ; (26)$$

$$= \frac{b di_1}{p (b^2 + x^2)}$$

$$dj_D = dj_{D,1} + dj_{D,2} =$$

$$= \frac{di_1}{8(b^2 + x^2)} + \frac{di_2}{8(b^2 + x^2)} = \frac{di_1}{4(b^2 + x^2)} ; (27)$$

$$R_{eff} = \frac{dH}{dj_D} = \frac{4b}{p} . (28)$$

After the integration of the components given by equations (26) and (27) the following results can be achieved:

$$H = \int_0^{\frac{c}{2}} dH = \int_0^{\frac{c}{2}} \frac{b di_1}{p (b^2 + x^2)} = \int_0^{\frac{c}{2}} \frac{b i dx}{p c (b^2 + x^2)} = ; (29)$$

$$= \frac{i}{p c} \cdot \arctg \frac{c}{2b}$$

$$j_D = \int_0^{\frac{c}{2}} j_{dD} = \int_0^{\frac{c}{2}} \frac{di_l}{4(b^2 + x^2)} = \int_0^{\frac{c}{2}} \frac{i \cdot dx}{4c(b^2 + x^2)} = \frac{i}{4bc} \cdot \arctg \frac{c}{2b} \quad ; (30)$$

$$R_{eff} = \frac{H}{j_D} = \frac{4b}{p} \quad . \quad (31)$$

Н) Magnetic field at the centre of contours of two segments of circular conductors with different radiuses and constant electric currents

In Fig. 13 a contour with current, containing two semicircular conductors with different radiuses, is presented. The components of the magnetic field at point M – the centre of the semicircular conductors can be found by the help of the second case (applied twice) and the principle of superposition:

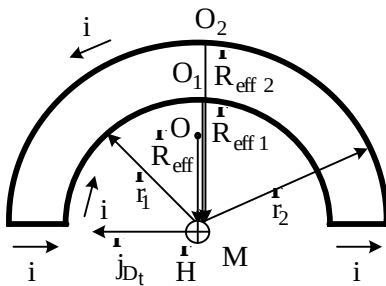


Fig. 13. Magnetic field at the centre of a contour of two semicircular conductors with different radiuses and current.

$$H = H_1 - H_2 = \frac{i}{4r_1} - \frac{i}{4r_2} = \frac{i \cdot (r_2 - r_1)}{4r_1 r_2} \quad ; \quad (32)$$

$$j_D = j_{D,1} - j_{D,2} = \frac{i}{4r_1^2} - \frac{i}{4r_2^2} = \frac{i(r_2 - r_1)(r_1 + r_2)}{4r_1^2 r_2^2} \quad ; \quad (33)$$

$$R_{eff} = \frac{H}{j_D} = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} \quad . \quad (34)$$

In Fig. 14 a contour with current, containing two segments of circular conductors with different radiuses, is presented. The components of the magnetic field at point M – the centre of the two segments can be found by the help of the second case (applied twice) and the principle of superposition:

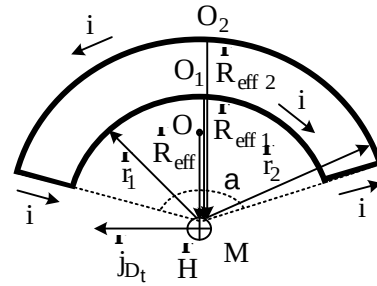


Fig. 14. Magnetic field at the centre of a contour of two segments of circular conductors with different radiuses and current.

$$H = H_1 - H_2 = \frac{a \cdot i}{4p r_1} - \frac{a \cdot i}{4p r_2} = \frac{a \cdot i \cdot (r_2 - r_1)}{4p r_1 r_2} \quad ; (35)$$

$$j_D = j_{D,1} - j_{D,2} = \frac{a \cdot i}{4p r_1^2} - \frac{a \cdot i}{4p r_2^2} = \frac{a \cdot i \cdot (r_2 - r_1)(r_1 + r_2)}{4p r_1^2 r_2^2} \quad ; \quad (36)$$

$$R_{eff} = \frac{H}{j_D} = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} \quad . \quad (37)$$

IV Conclusions

The present paper is an attempt for continuation of the researches on the application of the method of moments, which gives the opportunity to present the vector $\vec{H}$ as a moment of the vector of the current density of the tangential displacement current $\vec{j}_D$ and the effective radius-vector $\vec{R}_{eff}$ for a new group of different in shape inductors: a straight finite conductor with constant electric current; segments of a circular conductor of radius r with constant electric current (the magnetic field at its centre); a rectangular contour with current (the magnetic field at its centre); a square contour with current (the magnetic field at its centre); a thick straight infinite cylindrical conductor with current (inside it); a shield of an infinite coaxial cable with current (inside it); a straight infinite twin cable with currents (the magnetic field on its midperpendicular); infinite flat cable ((the magnetic field on its midperpendicular); contours of two segments of circular conductors with different radiuses with constant electric currents (the magnetic field at their centre). The presented numeric examples prove unequivocally the validity of the proposed calculation procedures.

References:

1. Panov E., Rotary Theory of the Magnetic Field, Proceeding of the Union of the Scientists - Varna, Series “Technical Sciences”, Vol. 2’98, Vol. 1’99, pp. 77-84, ISSN 1310-5833 (in Bulgarian)
2. Panov E., Rotary Theory of the Magnetic Field, (Monograph, 148 p.), Academic Publishing House of the Technical University of Varna, 2014г. ISBN 978-954-20-0609-1 (in Bulgarian)
3. Panov E., Rotary Theory of the Magnetic Field, Basics, Concepts, Methods and Models. (Monograph, 148 p.), LAP Lambert Academic Publishing, Germany (2015-09-29). ISBN 978-3-659-78098-1
4. Panov E., Rotary Theory of the Electromagnetic Field, Annual of the Technical University of Varna, Vol. I, 2015, pp. 46-53. ISSN: 1311-896X (in Bulgarian)
5. Panov E., Electromagnetic Quantities and Boundary Conditions in Material Media according to the Rotary Theory, Annual of the Technical University of Varna, Vol. I, 2016, pp. 13-17. ISSN: 1311-896X (in Bulgarian)
6. Panov E., Rotary Theory of the Electromagnetic Field. In: Proceedings of Digests, XIXth International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA’2016, Publishing House Avangard Prima, Sofia, Bulgaria, 29 May – 1 June 2016, Bourgas, Bulgaria, 2016, pp. 149-150, (SCOPUS), ISBN: 978-619-160-648-1
7. Panov E., Rotary Theory of the Electromagnetic Field. In: Proceedings of the XIXth International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies SIELA’2016, 29 May – 1 June 2016, Bourgas, Bulgaria, 2016, pp. 246-249, (SCOPUS). IEEE Catalog Number: CFP1628Z-PRT, ISBN: 978-1-4673-9521-2
8. Panov E., On the Electrodynamics of Moving Bodies According to the Rotary Theory, Proceedings of the Second International Scientific Conference “Intelligent Information Technologies for Industry” (IITI’17), Advances in Intelligent Systems and Computing 680, Vol. 2, Varna, Bulgaria, pp. 280-289, 2017. Springer (SCOPUS), ISSN 2194-5357, ISSN 2194-5365 (electronic), ISBN 978-3-319-68323-2, ISBN 978-3-319-68324-9 (eBook), Doi:10.1007/978-3-319-68324-9_31
9. Panov E., On the Electromagnetic Radiation from a Short Electric Dipole According to the Rotary Theory, Proceedings of the Second International Scientific Conference “Intelligent Information Technologies for Industry” (IITI’17), Advances in Intelligent Systems and Computing 680, Vol. 2, Varna, Bulgaria, pp. 290-300, 2017. Springer (SCOPUS), ISSN 2194-5357, ISSN 2194-5365 (electronic), ISBN 978-3-319-68323-2, ISBN 978-3-319-68324-9 (eBook), doi:10.1007/978-3-319-68324-9_32
10. Panov E., On another proof of the formula $E = m \cdot c^2$ according to the rotary theory, Annual Journal of the Technical University of Varna, Vol. 1, Issue 1, pp. 13-20, 2017. ISSN 2603-316X (Online), DOI: 10.29114/adjtuv.vol1.iss1.22
11. Panov E., Exploration on the Direct Current Regimes in the Linear Electric Circuits according to the Relativistic Circuit Theory, Proceeding of the Union of the Scientists - Varna, Series “Technical Sciences”, Vol. 1’2017, pp. 72-76, ISSN 1310-5833 (in print).
12. Panov E., Direct current regimes in the linear electric circuits according to the relativistic circuit theory, Annual Journal of the Technical University of Varna, Vol. 2, Issue 1, pp. 17-29, 2018. ISSN 2603-316X (Online), DOI: 10.29114/adjtuv.vol2.iss1.66

За контакти:

Мирослава Гришева Донева
 Технически Университет – Варна, България
 Катедра „Теоретична и измервателна
 електротехника”
 9010 Варна, ул. „Студентска” № 1
 e-mail: m.grisheva@abv.bg

For Contacts:

Miroslava Grisheva Doneva
 Technical University, Varna, Bulgaria
 Department of Theoretical Electrical
 Engineering and Instrumentation,
 Bulgaria
 9010 Varna, 1 Studentska str.
 e-mail: m.grisheva@abv.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА АВТОТРАНСФОРМАТОРНИ ДИСКРЕТНИ РЕГУЛАТОРИ НА ПРОМЕНЛИВО НАПРЕЖЕНИЕ

Милена Димитрова Иванова

EXPLORATION OF THE EFFICIENCY OF AUTOTRANSFORMER DISCRETE ALTERNATING VOLTAGE REGULATORS

Milena Dimitrova Ivanova

Резюме: През последните години въпросите свързани с енергийната ефективност стават все по популярни. Това се дължи както на увеличаване консумацията на електрическа енергия, така и на увеличаване на цената на базовите енергийни източници. Един подход за решаване на повишените изисквания към качеството на електрическата енергия е свързан с регулирането на амплитудата на променящото се във времето захранващо напрежение. Ефективен метод за ограничаване на диапазона на захранващото напрежение може да се реализира чрез използване на автотрансформаторни дискретни регулатори на променливо напрежение. Публикацията е посветена на изследването на натоварването на автотрансформаторните дискретни регулатори на променливо напрежение при различни степени на комутация (различни захранващи напрежения) и промяната на коефициента на полезно действие. Разработена е автоматизирана компютърна програма, позволяваща симулиране на процесите в дискретните регулатори в средата на MATLAB. Извършена е експериментална проверка с прототип, показваща добро съвпадение с данните от симулираните процеси.

Ключови думи: автотрансформаторен дискретен регулатор на променливо напрежение, коефициент на полезно действие, полупроводникови комутиращи елементи, тиристор, комутационен процес.

Abstract: In recent years, energy efficiency issues have become increasingly popular. This is due to the increase of both the electricity consumption and the price of the basic energy sources. An approach for satisfaction the increased requirements for the quality of electrical power is related to the regulation of the amplitude of the supply voltage, which is changing in time. An effective method for limiting the supply voltage range can be realized by using autotransformer discrete alternating voltage regulators. The paper is dedicated to the exploration of the loading of the autotransformer discrete alternating voltage regulators at different ranges of commutation (different supply voltages) and the change of the efficiency coefficient. An automated computer program has been developed, which allows the simulation of the processes in the discrete regulators in the MATLAB environment. An experimental check of a prototype was performed showing a good correspondence with the data from the simulated processes.

Keywords: Autotransformer Discrete Alternating Voltage Regulator, Efficiency Coefficient, Semiconductor Commutation Elements, Thyristor, Commutation Process.

I. Introduction

In the last years there has been a strong interest in more accurate control of the parameters of the supplied electrical energy for industrial and household use. An effective approach for improving the electrical energy quality is regulating the amplitude of the input supply voltage. The regulation of the supply voltage can be realized by the use of autotransformer discrete alternating voltage regulators (ADAVR) with semiconductor commutation elements (SCE) [1 - 32]. A special non-linear model of such regulators was

developed in recent years in order to support the exploration of the complex processes occurring in these devices [11, 12, 15, 16, 17, 19, 20, 21, 23, 24, 25, 32]. A corresponding computer program AVTO was created on the base of that model in order to automate the researches on ADAVR [18, 19]. The developed computer program AVTO allows simulations of the ADAVR loading at switching of different voltage-adding elements and a visualization of the change of the efficiency coefficient. This allows correct dimensioning of the size and

number of the regulating ranges of ADAVR [31, 32].

II. Analysis

The values of the parameters of the electricity quality, which are valid in Republic of Bulgaria, are regulated in BDS EN 5060/1999 “Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks”. In Table 1 the values, which the electricity distribution companies are required to deliver to the end-users, are shown.

Table 1.

№	Characteristics	Low voltage grids	Medium voltage grids
1.	Frequency	49,5-50,5 Hz (for 99,5% from an annual period) or 47-52 Hz (yearly)	49,5-50,5 Hz (for 99,5% from an annual period) or 47-52Hz (yearly)
2.	Voltage deviation	$U_n \pm 10\%$ (for every period of one week, 95% of the average effective voltage value for 10min.) $U_n +10/-15\%$ (for every period of one week, all average effective voltage values for 10 min.)	$U_n \pm 10\%$ (for every period of one week, 95% of the average effective voltage value for 10min.) $U_n +10/-15\%$ (for every period of one week, all average effective voltage values for 10 min.)
3.	Fast changes of voltage	Less than 5% U_n ; changes up to 10% U_n with short duration can occur several times a day under certain conditions. Flicker: $P_{lt} \pm 1$ (for every period of one week)	Less than 4% U_n ; changes up to 6% U_n with short duration can occur several times a day under certain conditions. Flicker: $P_{lt} \pm 1$ (for 95% of period of one week)
4.	Short-term blackouts	Indications: from several tens to several hundreds	Indications: from several tens to several hundreds

The limitation of the range of the supply voltage amplitude change is realized by an automatic switching of the autotransformer (ATr) terminals. The terminals of ATr are positioned on the side of the load. In Fig. 1 the equivalent circuit of ADAVR with four SCE is presented. The scheme includes the parameters of the magnetic circuit, the commutating groups, the switch-off assemblies, the parameters of the separate sections of the winding and takes into account the existing non-linear effects.

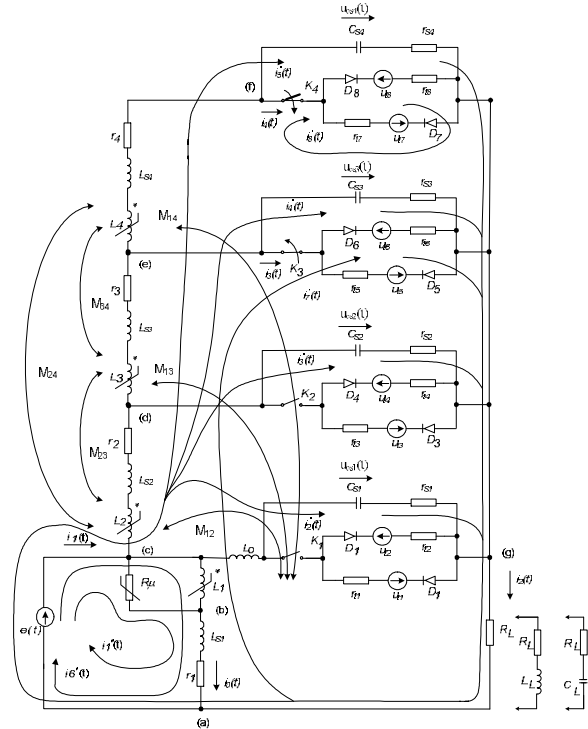


Fig. 1. Equivalent circuit of ADAVR with four SCE.

The created model allows the exploration of the random commutations over time of consecutively switched neighboring SCE. The use of thyristor switches leads to a specific type of a commutation process, which includes three separate intervals [16 - 21, 23 - 25].

In the first interval ADAVR operates in stationary AC regime as the electric equilibrium is described by the help of loop analysis in phasor form. Here, only one switch in ADAVR is closed. The general form of the system of equations assumes the following phasor matrix form:

$$[Y_1] \cdot [I'] = [E], \quad (1)$$

where $[Y_1]$ is the contour impedance matrix of ADAVR; $[I']$ is a matrix-column of the loop currents and $[E]$ is a matrix-column of the contour electromotive forces (e.m.f.).

During the second interval, the first transient process in ADAVR occurs, provided two of the switches are closed. The analysis is conducted by the state variables approach in the time domain, where some of the state variables are loop currents, and the rest of them are the voltages across the switch-off capacitors:

$$[A_2] \frac{d}{dt} [x(t)] = [B_2] \cdot [x(t)] + [e_2(t)]. \quad (2)$$

During the third interval, the second transient process occurs, but here only one switch is closed. The analysis is conducted again by the state variables approach in the time domain. The number of the state variables is already less than in the previous interval. The system of equations in the third interval has the following form:

$$[A_3] \frac{d}{dt} [x(t)] = [B_3] \cdot [x(t)] + [e_3(t)], \quad (3)$$

An automated computer program AVTO was developed for simulation of the processes in ADAVR with four SCE in the environment of MATLAB in view of its ability for mathematical calculations in matrix form and its capability to visualize the obtained numerical results in a graphical form. The computer program AVTO includes an input block for introducing the parameters of the computational process and the parameters of the explored ADAVR. In this block the durations of the first and the third interval of the commutation process, the size of the calculation step, the effective value of the supply voltage and the parameters of the windings, the ferromagnetic core, the commutating elements, the switch-off assemblies and the load are set. The program calculates and visualizes the accompanying parameters of the commutation process.

The computer program AVTO is able to calculate the efficiency coefficient of the regulator η . It does not depend on the value of the input supply voltage E of ADAVR, but depends only on the parameters of the regulator and the resistance of the load R_L . I.e. it depends on the real powers at the input and at the output of the regulator:

$$\eta = \frac{P_2}{P_{gen}} \cdot 100\%. \quad (4)$$

From the graphics (Fig. 2 - 18), presented for the four operating cases of the regulator associated with the situation, when one of the four switches K_1 , K_2 , K_3 or K_4 is closed, it can be easily seen the dependencies of the values of the output voltage U_2 , the real power at the input of ADAVR P_{gen} , the reactive power at the input of ADAVR Q_{gen} , the real power at the output of

ADAVR P_2 and the efficiency coefficient η as functions of the load resistance R_L , which is set in the range $3,4921\Omega$, $5,5\Omega$, 11Ω , 22Ω , $35,552\Omega$.

The four stationary regimes of the regulator, which were explored, are connected with the commutation of only one of the four switches of ADAVR:

A) First case: switch K_1 is closed, and all other switches are opened.

For that case the following graphical inscriptions are used (Fig. 2, Fig. 3 and Fig. 4):
when $E = 220V$ – symbol “star”;
when $E = 200,1V$ – symbol “circle”.

When the input voltage E varies from $220V$ to $200,1V$, the output voltage U_2 equals the input voltage of ADAVR E (i.e. it repeats it by value for each value of the load resistance R_L). The input reactive power of the regulator Q_{gen} in the mentioned range of the load resistance R_L is a constant at a given value of E in the range from $220V$ to $200,1V$, i.e. it does not depend on R_L .

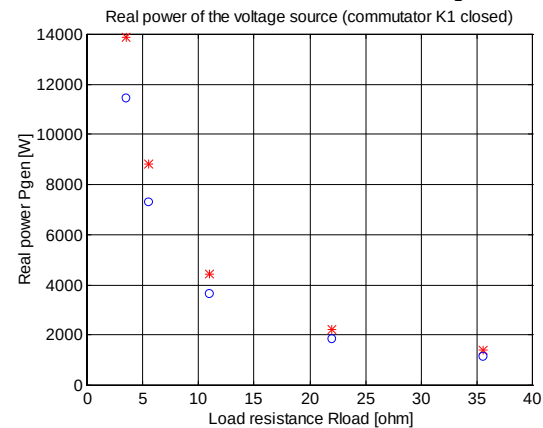


Fig. 2. Input real power of ADAVR P_{gen} versus the load resistance R_L when switch K_1 is closed.

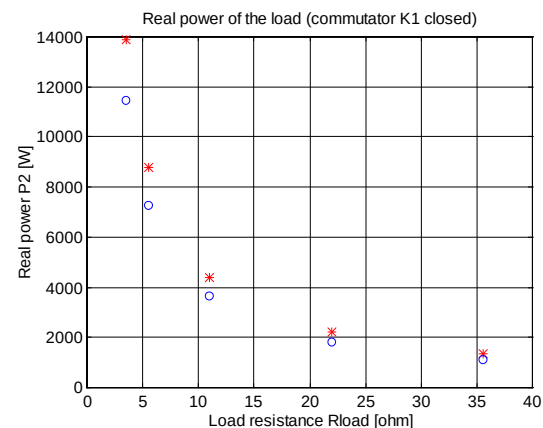


Fig. 3. Output real power of ADAVR P_2 versus the load resistance R_L when switch K_1 is closed.

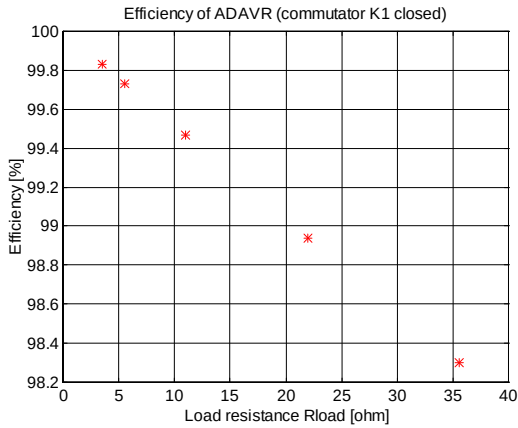


Fig. 4. Efficiency coefficient of ADAVR η versus the load resistance R_L when switch K_1 is closed.

Q_{gen} depends only on the value of the input voltage E .

When $E = 220V$, $Q_{gen} = 210,05VAr$ for each value of R_L , but when $E = 200,1V$, $Q_{gen} = 173,6VAr$ for each value of R_L , i.e. it drops down together with the value of E .

It is seen in Fig. 2, Fig. 3 and Fig. 4, that the input real power P_{gen} , the output real power P_2 and the efficiency coefficient η decrease with the increase of the value of the load resistance R_L . The dependency of the efficiency coefficient η on the values of the load resistance R_L does not change at different values of the input voltage E within the range between 220V and 200,1V.

B) Second case: switch K_2 is closed, and all other switches are opened.

For that case the following graphical inscriptions are used (Fig. 5, Fig. 6, Fig. 7 and Fig. 8):

when $E = 200V$ – symbol “star”;

when $E = 180,1V$ – symbol “circle”.

For each value of the input voltage E in the range from 200V to 180,1V the output voltage U_2 remains almost constant and it does not depend on the value of the load resistance R_L .

When $E = 200V$ and the load resistance has a value $R_L = 35,552\Omega$, the output voltage is $U_2 = 219,62V$; but when $E = 200V$ and the load resistance is $R_L = 3,4921\Omega$, then $U_2 = 219,1V$, i.e. U_2 is almost constant in the range of changing of the load resistance R_L .

When $E = 180,1V$ and the load resistance has a value $R_L = 35,552\Omega$, the output voltage is $U_2 = 197,66V$; but when $E = 180,1V$ and the load resistance is $R_L = 3,4921\Omega$, then $U_2 = 197,1V$, i.e. U_2 is also almost constant in the

range of changing of the load resistance R_L as in the previous case. It is seen in Fig. 5, Fig. 6 and Fig. 7, that the input real power P_{gen} , the

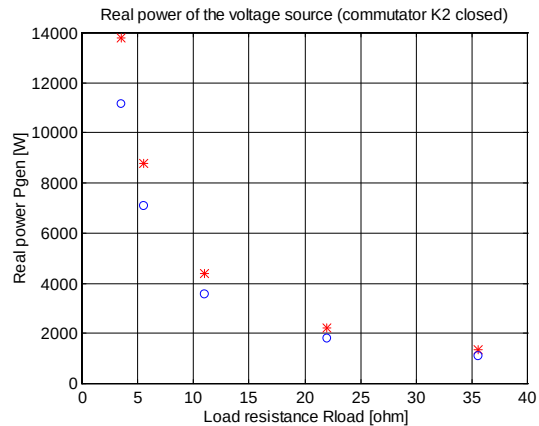


Fig. 5. Input real power of ADAVR P_{gen} versus the load resistance R_L when switch K_2 is closed.

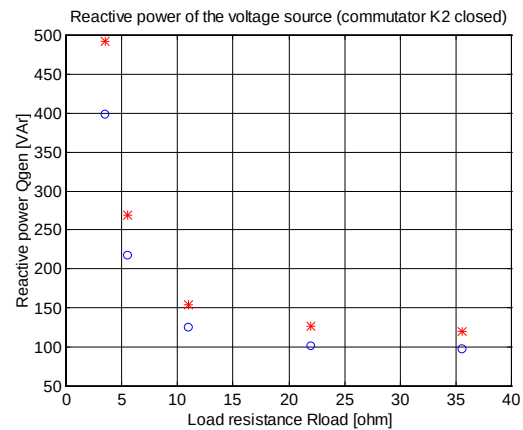


Fig. 6. Input reactive power of ADAVR Q_{gen} versus the load resistance R_L when switch K_2 is closed.

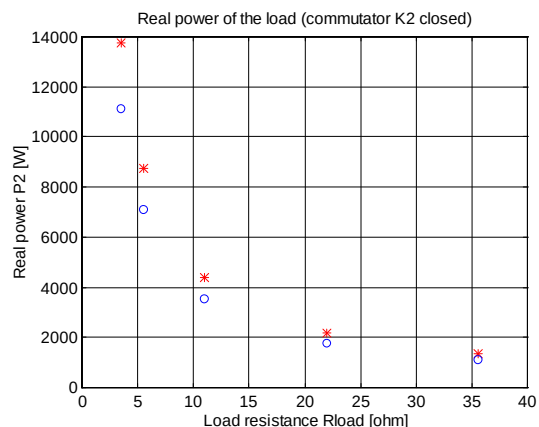


Fig. 7. Output real power of ADAVR P_2 versus the load resistance R_L when switch K_2 is closed.

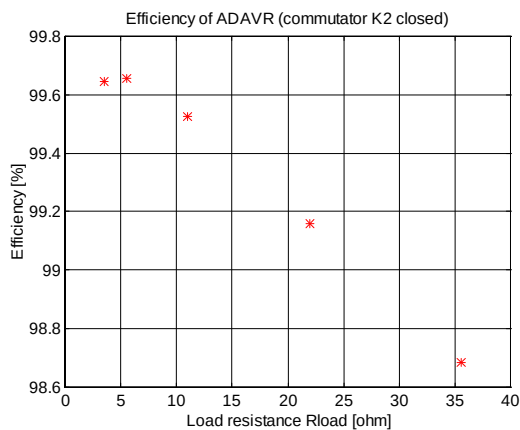


Fig. 8. Efficiency coefficient of ADAVR η versus the load resistance R_L when switch K_2 is closed.

input reactive power Q_{gen} and the output real power P_2 decrease with the increase of the value of the load resistance R_L . It is also seen in Fig. 8, that the efficiency coefficient η has a maximum with the increase of the value of the load resistance R_L . The dependency of the efficiency coefficient η on the values of the load resistance R_L does not change at different values of the input voltage E within the range between 200V and 180,1V.

C) Third case: switch K_3 is closed, and all other switches are opened.

For that case the following graphical inscriptions are used (Fig. 9, Fig. 10, Fig. 11, Fig. 12 and Fig. 13):

when $E = 180V$ – symbol “star”;

when $E = 160,1V$ – symbol “circle”.

It is seen in Fig. 9, that the output voltage U_2 slightly increases with the increase of the load resistance R_L . In Fig. 10, Fig. 11 and Fig. 12 the input real power P_{gen} , the input reactive power Q_{gen} and the output real power P_2 decrease with the increase of the value of the load resistance R_L . It is also seen in Fig. 13, that the efficiency coefficient η has a maximum with the increase of the value of the load resistance R_L . The dependency of the efficiency coefficient η on the values of the load resistance R_L does not change at different values of the input voltage E within the range between 180V and 160,1V.

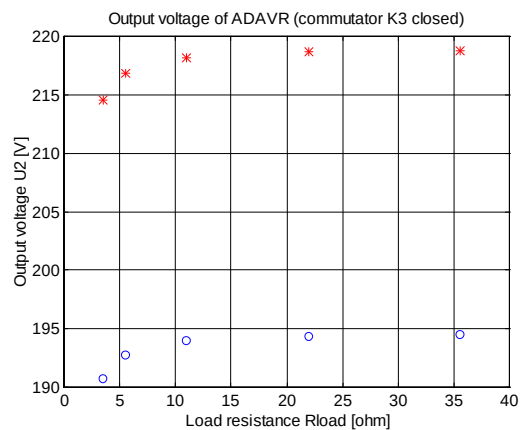


Fig. 9. Output voltage of ADAVR U_2 versus the load resistance R_L when switch K_3 is closed.

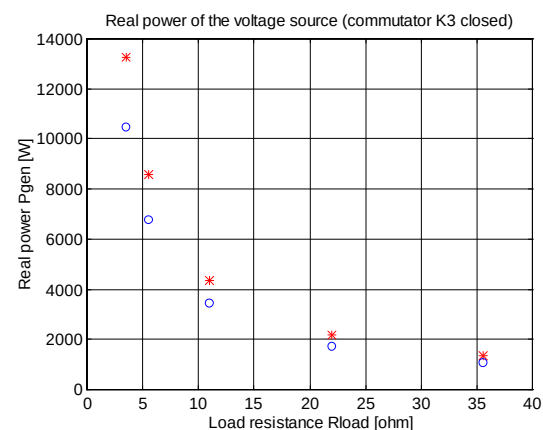


Fig. 10. Input real power of ADAVR P_{gen} versus the load resistance R_L when switch K_3 is closed.

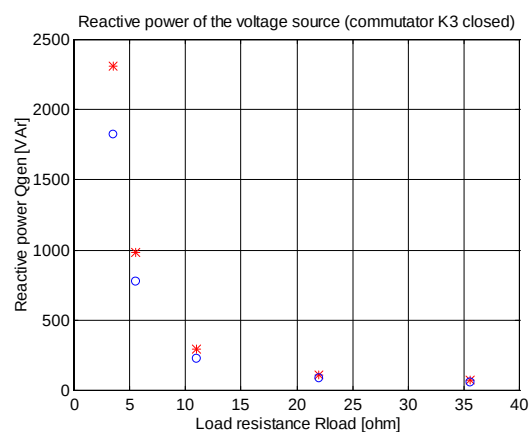


Fig. 11. Input reactive power of ADAVR Q_{gen} versus the load resistance R_L when switch K_3 is closed.

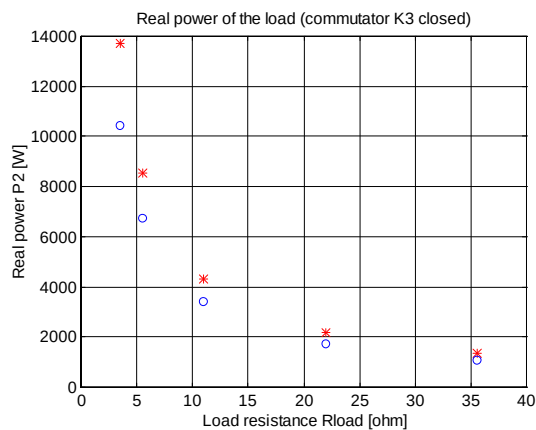


Fig. 12. Output real power of ADAVR P_2 versus the load resistance R_L when switch K_3 is closed.

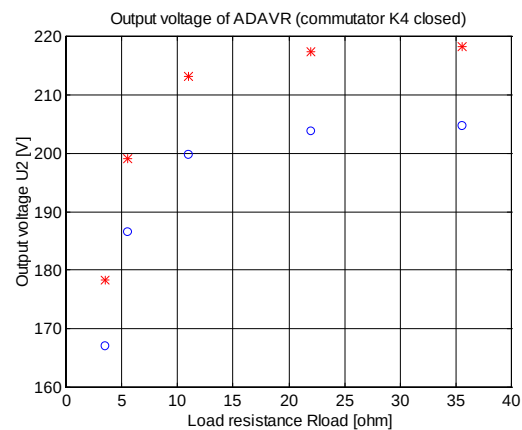


Fig. 14. Output voltage of ADAVR U_2 versus the load resistance R_L when switch K_4 is closed.

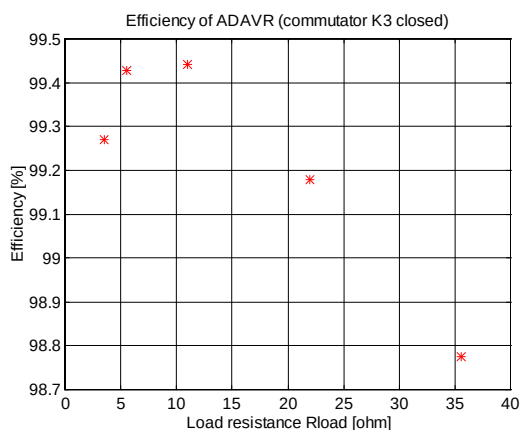


Fig. 13. Efficiency coefficient of ADAVR η versus the load resistance R_L when switch K_3 is closed.

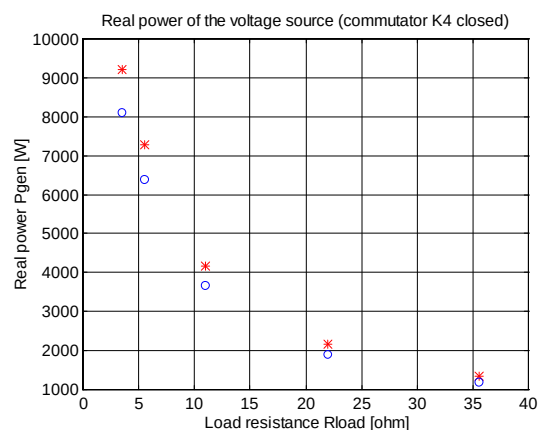


Fig. 15. Input real power of ADAVR P_{gen} versus the load resistance R_L when switch K_4 is closed.

D) Fourth case: switch K_4 is closed, and all other switches are opened.

For that case the following graphical inscriptions are used (Fig. 14, Fig. 15, Fig. 16, Fig. 17 and Fig. 18):
 when $E = 160V$ – symbol “star”;
 when $E = 150V$ – symbol “circle”.

It is seen in Fig. 14, that the output voltage U_2 quickly increases with the increase of the load resistance R_L . In Fig. 15, Fig. 16 and Fig. 17 the input real power P_{gen} , the input reactive power Q_{gen} and the output real power P_2 decrease with the increase of the value of the load resistance R_L . It is also seen in Fig. 18, that the efficiency coefficient η has a maximum with the increase of the value of the load resistance R_L .

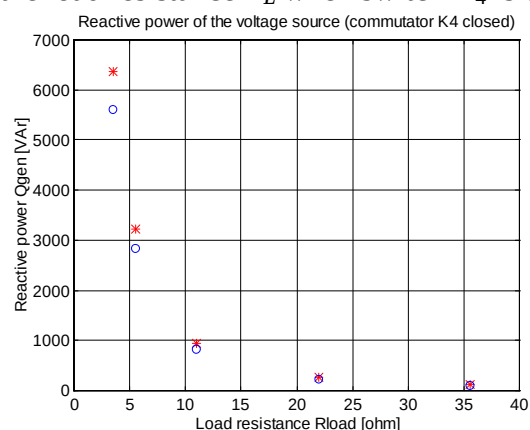


Fig. 16. Input reactive power of ADAVR Q_{gen} versus the load resistance R_L when switch K_4 is closed.

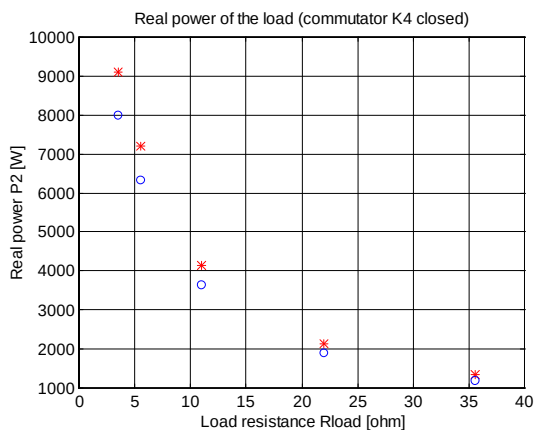


Fig.17. Output real power of ADAVR P_2 versus the load resistance R_L when switch K_4 is closed.

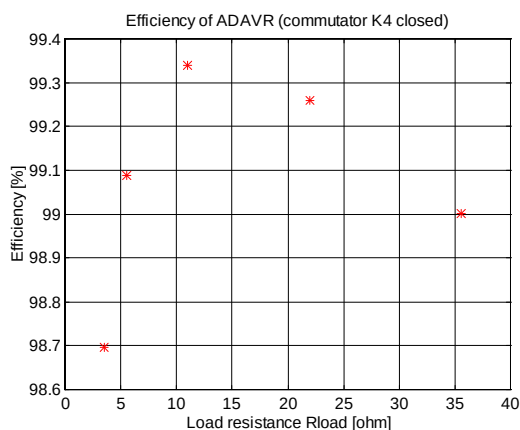


Fig. 18. Efficiency coefficient of ADAVR η versus the load resistance R_L when switch K_4 is closed.

The dependency of the efficiency coefficient η on the values of the load resistance R_L does change at different values of the input voltage E within the range between 160V and 150V.

All these results were experimentally checked and that showed a very good correspondence with the data from the simulated processes.

III. Conclusions

1. The efficiency coefficient η by theory depends on the parameters of the regulator's elements, and they are non-linear functions of the input voltage E , the input current I_1 , the current in the transverse branch I_0 of the regulator and the load current I_2 . For the ADAVR of the explored type the efficiency coefficient η varies from 98,3% to 99,83%, which shows a very good performance of the explored prototype.

2. Regarding the quality of electrical power at the regulator's output, the change of the output voltage U_2 with the alteration of the load resistance R_L fully meets the requirements of the Bulgarian standard.

3. Regarding the consumed reactive power Q_{gen} at the input of the regulator, it is obvious, that when the input voltage E is less than 180,1V and the load resistance R_L is less than $5,5\Omega$, the input reactive power becomes a factor, which must be taken seriously into account.

References:

1. Barudov E., Barudov S., Panov E., Switching Process in a Step Voltage Regulator, Annual Proceedings of Technical University in Varna, Publisher: High-Technology Park – TU Varna Ltd., (Proc. of Sc. Conf. of TU-Varna, Oct. 2003), 2003, pp. 5 – 10. ISSN 1312-1839.
2. Barudov E., Barudov S., Panov E., Commutation Processes in a Step Voltage Regulator, Annual Proceedings of Technical University in Varna, Publisher: High-Technology Park – TU Varna Ltd., (Proc. of Sc. Conf. of TU-Varna, Oct. 2003), 2003, pp. 738-743. ISSN 1311-896X (in Bulgarian)
3. Barudov E., Barudov S., Panov E., Study of the Transient Process Length in Step Voltage Regulator, "Acta Universitatis Pontica Euxinus", Vol. 3, N. 1, 2004, pp. 91÷96. ISSN 1312-1669.
4. Barudov E., Barudov S., Panov E., Study of the Electrical Loading of Semiconductor Switching Elements in a Step Voltage Regulator, "Acta Universitatis Pontica Euxinus", Vol. 3, N. 1, 2004, pp. 97÷102. ISSN 1312-1669
5. Barudov S., Panov E., Study of the Switching Processes in a Step Voltage Regulator, Annual Proceedings of Technical University of Varna, 2004, pp. 111÷116. ISSN 1312-1839
6. Barudov S., Panov E., Exploration on the Switching Processes in a Step Voltage Regulator, Annual Proceedings of Technical University of Varna, 2004, pp. 313-318. ISSN 1311-896X (in Bulgarian)
7. Barudov S., Panov E., Study of the Loading of the Switching Elements in a Step Voltage Regulator, Annual Proceedings of Technical University of Varna, 2004, pp. 117÷122. ISSN 1312-1839

8. Barudov S., Panov E., Exploration on the Loading of the Switching Elements in a Step Voltage Regulator, Annual Proceedings of Technical University of Varna, 2004, pp. 319-324, ISSN 1311-896X (in Bulgarian)
9. Barudov S., Panov E., Influence of the Character of Loading over the Duration of the Commutation Processes in a Step-Voltage AC Regulator, Scientific Conference “Information, Innovation, Investment”, Perm, Russia, 2004, pp. 134÷138. ISBN 5-93978-024-5 (in Russian)
10. Barudov S., Panov E., About Some Parameters of the Commutation Process in Step-Voltage AC Regulator, Conference “Information, Innovation, Investment”, Perm, Russia, 2004, pp. 138÷143. ISBN 5-93978-024-5 (in Russian)
11. Barudov S., Barudov E., Discrete Alternating Current Regulators and Stabilizers, Technical University – Varna, 2005, 127 pages (monograph). ISBN 954-20-0306-6
12. Barudov S., Barudov E., Discrete Alternating Current Regulators and Stabilizers, Technical University – Varna, 2005, 127 pages (monograph). ISBN 954-20-0298-X (in Bulgarian)
13. Barudov S., Panov E., Switching Processes in a Step Voltage Regulator, “Acta Universitatis Pontica Euxinus”, Vol. 4, N. 1, 2005, pp. 21÷25. ISSN 1312-1669
14. Barudov S., Panov E., Barudov E., Parameters of the Commutation Process in a Step-Voltage AC Regulator, Proceedings of Sankt Petersburg Institute for Qualification Promotion “Methods and Tools for Estimation of the State of Power Equipment”, Vol. 25, Sankt Petersburg, Russia, 2005, pp. 67-76. UDK 621.3.048; 621.315.62; BBK 31.264-04 (in Russian)
15. Barudov S., Barudov E., Discrete Alternating Current Regulators and Stabilizers, Sofia-Moscow, Pensoft, 2006, 127 pages (monograph). ISBN 978-954-642-276-7
16. Barudov E., Panov E., Barudov S., Exploration of a Precise Non-linear Model of Autotransformer Discrete Voltage Regulator with Semiconductor Commutation Elements, Annual of the Technical University of Varna, 2007, pp. 3-9. ISSN 1311-896X (in Bulgarian)
17. Panov E., Barudov E., Barudov S., Improved Algorithm for Analysis of Precise Non-linear Model of Autotransformer Discrete Voltage Regulator with Semiconductor Commutation Elements, Annual of the Technical University of Varna, Vol. I, 2009, pp. 47-52. ISSN: 1311-896X (in Bulgarian)
18. Panov E., Barudov E., Barudov S., Automated Computer Programme AVTO for Simulation of the Processes in Autotransformer Discrete AC Regulators, Annual of the Technical University of Varna, Vol. I, 2009, pp. 53 – 58. ISSN: 1311-896X (in Bulgarian)
19. Barudov E., Panov E., Barudov S., Analysis of Electrical Processes in Alternating Voltage Control Systems, 12-th International Symposium “Materials, Methods&Technologies (MMT), 11-15 June 2010, Sunny Beach, Bulgaria, published in Journal of International Scientific Publications: Materials, Methods & Technologies, Volume 4, Part 1, 2010, pp. 154 – 181. ISSN: 1313 2539, <http://www.science-journals.eu>.
20. Barudov S., Panov E., Barudov E., Analysis of the Electrical Processes in Discrete AC Regulator with Resistive - Capacitive Load, Proceedings of the International Scientific Conference “Electrical Power Engineering - 2010”, 14-16 October 2010, Varna, pp. 332-341. ISBN 978-954-20-0497-4
21. Barudov E., Panov E., Barudov S., Analysis of the Electrical Processes in Discrete AC Regulator with Resistive - Inductive Load, Annual of the Technical University of Varna, Vol. II , 2010, pp. 30 – 35. ISSN 1311-896X (in Bulgarian)
22. Barudov E., Panov E., Barudov S., Comparative Exploration of the Commutation Processes in Autotransformer Discrete Step-Voltage Regulator, ELMA’2011, October 2011, Varna, Bulgaria, pp. 55-60. ISSN 1313-4965 (in Bulgarian)
23. Barudov E., Panov E., Barudov S., Commutation Processes in Autotransformer Discrete Step-Voltage Regulator with Reactive Loads, Annual of the Technical University of Varna, Vol. I, 2011, pp. 3-8. ISSN: 1311-896X (in Bulgarian)
24. Panov E., Barudov E., Barudov S., Vector Analysis and Comparative Valuation of Precise

and Approximate Non-Linear Models of Discrete Regulator with Reducing Input AC Voltage, Proceedings of XLVIII-th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies Icest'2013, 26-29 June 2013, Ohrid, Macedonia, Volume 2, pp.771-774. ISBN 978-9989-786-89-1

25. Barudov S., Panov E., Barudov E., Exploration of the Sensitivity of Models of Discrete AC Regulator, Marine Scientific Forum, Electronics, Electrical Engineering and Automation. Informatics., Naval Academy “N. Y. Vaptsarov”, Vol. 4, 2013, pp. 97-103. ISSN 1310-9278 (in Bulgarian)

26. Barudov S., Barudov E., Panov E., Exploration of the Peculiarities of the Commutation Processes of Discrete AC Voltage in Regime of Non-synchronized Commutation, Marine Scientific Forum, Electronics, Electrical Engineering and Automation. Informatics., Naval Academy “N. Y. Vaptsarov”, Vol. 4, 2013, pp. 104-109. ISSN 1310-9278 (in Bulgarian)

27. Panov E., Barudov E., Barudov S., Error Analysis of the Vector Analysis and the Vector Measurements in Autotransformer Discrete AC Regulator, Jubilee Scientific Conference “50 Years Department ETET”, 4-5 October 2013r., Varna, Bulgaria, Annual of the Technical University of Varna, Vol. I, 2013, pp. 180-184. ISSN: 1311-896X (in Bulgarian)

28. Panov E., Lilianova I., Doneva M., Vasileva V., Barudov E., Karaivanov H., Ganev Z., Analysis and measurement of vector quantities in the teaching process of the students from the electrical specialties in TU-Varna on Theoretical Electrical Engineering, Jubilee Scientific Conference “50 Years Department ETET”, 4-5 October 2013, Varna, Bulgaria, Annual of the Technical University of Varna, Vol. I, 2013, pp. 31-36, ISSN: 1311-896X (in Bulgarian)

29. Panov E., Lilianova I., Doneva M., Vasileva V., Barudov E., Karaivanov H., Ganev Z., Analysis and measurement of secondary complex parameters in the teaching process on Theoretical Electrical Engineering, Annual of the Technical University of Varna, Vol. III, 2013, pp. 45-50, ISSN: 1311-896X (in Bulgarian)

30. Panov E., Savov S., Lilianova I., Doneva M., Vasileva V., Barudov E., Karaivanov H., Ganev Z., Analysis and measurement of phasor

quantities in electrical circuits in harmonic regimes, (Summary of scientific project NP1/2013 of FNI'2013), Annual of the Technical University of Varna, Vol. IV, 2013, pp. 5-6, ISSN: 1311-896X (in Bulgarian)

31. Barudov E., Barudov S., Panov E., Discrete Stabilizer of AC Voltage, Patent BG1879 U1 2014. (in Bulgarian)

32. Barudov E., Exploration and Analysis of the Electrical Processes in Circuits and Devices for Discrete Regulation on the Magnitude of AC Voltage, Auto-essay on PhD dissertation, Nikola Vaptsarov Naval Academy, Varna, 2014. (in Bulgarian)

За контакти:

Милена Димитрова Иванова
Технически Университет – Варна,
България
Катедра „Електроенергетика”
9010 Варна, ул. „Студентска” № 1
e-mail: sunny.mim@gmail.com

For Contacts:

Milena Dimitrova Ivanova
Technical University of Varna, Bulgaria
Department of Electric Power Engineering,
9010 Varna, 1 Studentska str.
Bulgaria
e-mail: sunny.mim@gmail.com

ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА ВЪЗДЕЙСТВИЕ НА БЕЗПИЛОТНИ ЛЕТАТЕЛНИ АПАРАТИ ПОСРЕДСТВОМ СМУЩАВАНЕ НА РАДИОКОМУНИКАЦИОННАТА СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ

Желязко Николов

UNMANNED AERIAL VEHICLES REMOTE CONTROL SYSTEM JAMMING TECHNIQUES

Zhelyazko Nikolov

Abstract: The applications of unmanned aerial vehicles (UAV) have been a crucial factor in recent years for both military and civil purposes. In this article frequency hopping spread spectrum jamming techniques against drones are overviewed.

Keywords: UAV, frequency hopping spread spectrum, jamming.

1. Въведение.

Първоначално използвани за военни цели, днес безпилотните летателни апарати продължават да се развиват и намират все по-широко комерсиално приложение. Това развитие създава нов вид заплахи и така проблемът за намирането на ефективни средства и начини за ограничаване на навлизането на дроне в райони с потенциален риск за сигурността, като атомни електроцентрали, петролни рафинерии, летища, места за лишаване от свобода и други е особено актуален.

Управлението на съвременните безпилотни летателни апарати се извършва дистанционно чрез радиосигнал, а в някои случаи насочването по определен маршрут се осъществява и по данни от глобална спътникова навигационна система. В настоящата разработка са разгледани възможности за въздействие чрез постановка на преднамерени смущения срещу радиосистеми със скокообразно изменение на работната честота (РССИРЧ), каквито се използват при дроне, налични на широкия пазар. Прилагането на тези възможности за въздействие може да доведе до затрудняване или невъзможност за осъществяване на управлението от наземна платформа на визираните летателни апарати при тяхното навлизане в рискови райони [1, 7, 8].

2. Възможности за въздействие на безпилотни летателни апарати.

При РССИРЧ, използвани за управление на безпилотни летателни апарати се използва периодично скокообразно изменение на работната честота по псевдослучаен закон.

Излъченият сигнал от наземния предавател на радиокомуникационната система за управление според [5] може да се представи чрез:

$$S(t) = \sqrt{2P} \cos[2\pi f_c t + q_i], \quad (i-1)T_h \leq t \leq iT_h \quad (1)$$

където:

P - средна мощност на сигнала;

f_c - носеща честота;

T_h - активен интервал (продължителност на излъчване на РССИРЧ на определена честота);

q_i - произволна фаза на i -тия скок.

Сравнително високата скорост на изменение на носещата честота при РССИРЧ, прави невъзможно следенето на фазата на сигнала в приемника. По тази причина при тези системи се използва М-позиционна честотна манипулация и некохерентно детектиране [3, 6].

Така основните възможности за въздействие на РССИРЧ включват използване на:

- Ø широколентови смущения;
- Ø теснолентови смущения;
- Ø смущения чрез тонове;
- Ø следящи смущения.

2.1. Широколентови смущения.

При широколентовите смущения се използва шум с широчина на честотната лента приблизително равна на заеманата от РССИРЧ – W_s [6].

Вероятността за грешка при система с не кодиран сигнал с двукратна честотна манипулация, посочена в [3] е:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{E}{2N}} \quad (2)$$

където:

E/N - отношение сигнал – шум.

Използването на широколентови смущения е сравнително неефективен начин за въздействие, защото мощността на смущаващия сигнал е разпределена в сравнително широка честотна лента, докато мощността на полезния сигнал е разпределена в сравнително тясната лента на носещата за всяко изменение на честотата [4, 6].

2.2. Теснолентови смущения.

В този случай мощността на източника на смущения ще бъде концентрирана в част от честотната лента на системата за управление на безпилотния летателен апарат.

За да не се допусне изключване на честотната лента на източника на смущения от работната честотна лента на РССИРЧ се използва периодично изменение на честотата на смущаващия сигнал. Това изменение се извършва със скорост значително по-ниска от тази на изменението на работната честота на РССИРЧ [3].

2.3. Смущения чрез тонове.

В този случай мощността на предавателя на преднамерени смущения се разпределя в определен брой тонове Q , като се приема, че всеки тон съвпада с дадена

подносеща за определена стойност на работната честота на РССИРЧ на дрона.

Частта от честотната лента на РССИРЧ, подложена на въздействие, посочена в [4] е:

$$m = \frac{Q}{N_b} \quad (3)$$

където:

N_b - брой възможни стойности на работната честота на РССИРЧ.

2.4. Следящи смущения.

Фактът, че съвременните технологии позволяват конструирането на широколентови сканиращи приемници доситигащи скорост на сканиране от порядъка на десетки гигахерца в секунда [2], позволява използването на станции за следящи смущения (ССС), които могат да въздействат успешно дори на бързи РССИРЧ (използващи повече от едно изменение на честотата за информационен символ).

В най-общ вид СССР се състои от широколентов сканиращ приемник и предавател на преднамерени смущения. Ако се приеме, че имаме работеща РССИРЧ и СССР изследва определена част от честотна и лента, то при достатъчно висока скорост на сканиране, излъчването ще бъде открито. За да бъде извършено смущение е необходимо смущаващият сигнал да се излъчи на откритата честота преди нейното изменение. Ефективността на СССР зависи от скоростта на сканиране $R_s = W_w / T_z$, където W_w е широчина на сканираната честотна лента (сканирания прозорец), а T_z е времето за анализ на тази честотна лента [2].

3. Изводи.

Въпреки сравнително високата устойчивост на съвременните РССИРЧ на смущения, съществуват възможности за въздействие, които могат да създават условия за затрудняване или невъзможност за управление на дрона.

Ниската ефективност на широколентовите смущения, в сравнение с всички останали възможности за въздействие на РССИРЧ [4, 6], се дължи на факта, че

излъчената мощност е разпределена в широка честотна лента.

Съсредоточаването на мощността на предавателя на преднамерени смущения в определена честотна лента, при теснолентовите смущения, води до повишаване на вероятността за грешка на информационен символ, в сравнение с използването на широколентови смущения [6].

Използването на широколентови смущения е оправдано при недостатъчна информация за параметрите на РССИРЧ. Познаването на тези параметри, позволява прилагането на теснолентови смущения и смущения с тонове. От друга страна като защита от тези две възможности за въздействие, при РССИРЧ се използват кодове с излишък и изменения на работната честота повече от един път за информационен символ.

Използването на тонове е най-ефективният начин за въвеждане на шум в некохерентен детектор [4], но е необходима информация за подносещите на всяка стойност на работната честота в честотната лента m

Високата скорост на сканиране на съвременните широколентови сканиращи приемници, позволява използването на следящи смущения за въздействие на РССИРЧ като сравнително най-ефективна възможност. Но за осигуряването на електронно противодействие е необходимо ССС да се разположи близо до РССИРЧ, за да бъде минимизирано закъснението, резултат от времето за разпространение на сигнала [2].

Широкият кръг от възможности за осигуряване на управлението на безпилотни летателни апарати не позволява да бъде посочен универсален подход за организиране на електронно противодействие срещу тях. Създаването на ефективни смущения може да бъде улеснено при отчитането на конкретните условия и познаването на параметрите на използваната радиокомуникационна система.

Използвана литература:

1. Сивков, Й. Приложение на съвременните микрокомпютри при изграждане на IoT решения. Научни трудове на ВВМУ „Н. Й. Вапцаров“ 2017, т.31, Варна, 14-17 стр., ISSN 1312-0867, 2017.

2. Burda, K. The Performance of the Follower Jammer with Wideband-Scanning Receiver. Journal of Electrical Engineering, vol. 55, No. 1-2, 2004, 36-38, 2004.

3. Poisel, R. Modern Communications Jamming Principles and Techniques. Artech House, ISBN 9781608071661, second edition, 2011.

4. Simon, M., J. Omura, R. Scholtz, B. Levitt. Spread Spectrum Communications Handbook. McGraw-Hill, NY, USA, ISBN:0-07-057629-7, revised edition, 1994.

5. Torrieri, D. Principles of Spread Spectrum Communication Systems. Springer, ISBN 978-3-319-70569-9, fourth edition, 2018.

6. <https://pdfs.semanticscholar.org/6980/e0ca1f256dee0a82c7308f6084d249e8c771.pdf> – 01.10.2018.

7. <https://digi.lib.ttu.ee/i/file.php?DLID=9378&t=1> – 01.10.2018.

8. <https://www.theuav.com/> - 01.10.2018.

За контакти:

доц. д-р Желязко Кирилов Николов

ВВМУ „Н. Й. Вапцаров“

e-mail: zhelyazko_nikolov@abv.bg

МНОГОКРИТЕРИАЛНО ВЗЕМАНЕ НА РЕШЕНИЯ В КОРАБОСТРОЕНЕТО**Йордан Денев**

Резюме: В доклада са разгледани някои от методите за решаване на различни задачи свързани с избор на оптимален вариант от няколко възможни. Накратко е описана техниката, която използва всеки от методите, както и областта на приложение на някои от тях. Въз основа на литературен обзор е направен анализ на областите на приложение на многокритериалния подход в корабостроенето, също така са определени методите, които могат да бъдат използвани за решаването на различни задачи.

Ключови думи: многокритериален подход, корабостроене, корабостроителен завод, снабдяване, доставки, подизпълнители

Key words: multi-criterial, shipbuilding, shipyard, supply chain, subcontractors

I. Въведение.

Търсенето и намирането на решения са процеси пряко свързани с човешкия живот. Изборът на най- доброто решение се обосновава на предварително зададени критерии, които пряко го засягат. Многокритериалното вземане на решения е процес, при който решението се взема на база отчитането на няколко критерия. В общия случай този процес може да се раздели на общо пет етапа:

- начална стъпка;
- изесняване на проблема;
- изграждане на модел;
- решаване на модела;
- прилагане на резултатите;

В многокритериалния модел, зададените критерии могат да бъдат определени и неопределени. От друга страна в зависимост от вида на допустимото множество в многокритериалния модел се използват две групи математически модели:

- многокритериално програмиране
- многокритериално вземане на решения

В първия случай изборът става измежду континуално множество, а при втория измежду краен брой известни решения.

II. Многокритериален подход- методи за прилагането му.

При задачите с многокритериално търсене на решения се търси оптимално решение при

наличието на поне два критерия, които се разглеждат едновременно в съвкупност. Друга особеност при тези методи е, че разглежданите критерии трябва да са в противоположност. В противен случай задачата става еднокритериална и се обезсмисля нейното решаване. Вземането на решение става чрез избиране на оптималното сред няколко възможни.

При многокритериалното вземане на решения има редица методи, които прилагат успешно или не толкова в различни области на индустрията. Някои от тях са описани по-долу както следва.

1. Multi- attribute Utility Theory (Многоопределена универсална теория). Този метод може да даде най- доброто решение на даден проблем чрез задаване на възможност на всяко възможно решение и определяне на най- възможното такова. Предимството на този метод е че взема под внимание и неопределеностите. При този метод точността е подходяща обаче това може да доведе до много недостатъци. В някои случаи за да се даде адекватно решение е необходимо да се дават много входни данни, като такива не винаги са налични при много от задачите[8]. Този метода намира приложение в икономиката, финансите, селскостопанските проблеми и др.
2. Analytic Hierarchy Process (Аналитично йерархичен процес). Този метод е втори по

- популярност след многоопределената универсална теория. Той има много предимства, но и много недостатъци. Леснотата при използването му е едно от основните му предимства. Използването на взаимно сравнение позволява на този, който взема решенията лесно да прецени и сравни възможностите при решението. В сравнение с предходния метод, този не изисква голямо количество данни. Критиката към този метод е, че той е податлив на обръщане на йерархията. Този метод намира своето приложение в областта на политическите стратегии и планиране, индустрията, полицията, мениджмънта и др[8].
3. Fuzzy Theory (Теорията на размитите множества). При този метод вземането на решение се основава на теорията, че се избира решение при неопределени данни. Премиствата на този метод е че той взема под внимание недостатъчната информация и развитието на наличните вече данни. Като недостатък тъй може да се отбележи, че понякога се появяват трудности при разработването му. Намира добро приложение в инженерните дисциплини, медицината, икономиката и др. области[8].
 4. Case- based Reasoning (Случайни множества). Това е многокритериален метод, намира случаи подобни на зададения проблем от съществуваща вече база данни на такива случаи и дава решението на база най- близкия случай. Това му дава най-главаното предимство, което се състои в малки усилия в процеса на придобиване на допълнителна информация. Освен това, методът може да се осъвършенства при натрупване на по- богата база данни за съпътствени случаи. В някои случаи наличната информация за подобни случаи не може да бъде полезна при решаване на проблема. Методът намира приложение в медицината, бизнеса, инженерното проектиране и др. За всички тези случаи трябва да има голям запас от база данни, без които метода няма да може да дава адекватни решения по поставените задачи[8].
 5. Data Envelopment Analysis (Анализ на определени данни). Анализът на определени данни се основава на теорията на линейното програмиране за определяне и сравняване на ефективността на възможностите. Той оценява ефективността на възможностите сравнение една с друга. Ефективността може да бъде анализирана и окачествена. Важен недостатък на този метод е че той работи с неточни данни и допуска, че всички входни и изходни данни са известни. Резултатите получени при този метод могат да се влияят от входните и изходните данни, т.е. те са чувствителни и се използват там където се налага да се прави сравнение на ефективността[8].
 6. SMART методът е опростен метод на метода многоопределена универсална теория. Този метод преобразува тегловите параметри в реални числа. Предимствата на този метод са лесното му използване и възможността му за прилагане на тегловите технологии[8].
 7. Goal Programming (Целево програмиране). Методът се обуславя на възможността за избор от безкраен брой възможности. Въз основа на това той може да решава многомашабни проблеми. Основен недостатък на този метод е невъзможността му да претегля коефициентите. Целевото програмиране намира приложения е изготвянето на разписания, енергийно планиране, системен подход и др[8].
 8. ELEKTRA. Методът се основава на съгласувано анализиране. Той взема под внимание всички неопределености и неясноти. Намира приложение в икономиката, околната среда и др[8].
 9. PROMETHEE е метод подобен на електра. Той е лесен за използване. Намира приложение в икономиката, хидрологията, бизнеса и др[8].
 10. SAW (Сумиране на тегла). Методът има възможност за заместване на критерии, което е удобство за човека, вземащ решението. Намира приложение в икономиката, финансовия мениджмънт и др[8].
 11. TOPSIS методът е лесен както за работа, така и за програмиране. При този метод е трудно да бъдат определени и запазени последователността на решенията. Използва се при доставките, проектирането инженерни и производствени системи и др. области [8].

III. Многокритериалния подход в корабостроенето.

Многокритериалния подход при вземане на решения в корабостроенето намира приложение, там където има възможности за избор на една от много възможности.

Основния момент в корабостроенето е избор за завод строител. В световен мащаб съществуват различни по вид и численост корабостроителни заводи. С помощта на многокритериалния подход може да бъде избран, този който удовлетворява най- добре изискванията на корабособственика. За този тип задача е подходящо използването на метода Fuzzy Set Theory.

Друга област на приложение е в избора на подизпълнители при строителството на кораба, където може да има няколко подизпълнителя или от няколко да се избере този, който е най- подходящия за извършване на конкретна задача[7]. В отделни етапи от проектирането на кораба и свързаните с него машини и механизми многокритериалния подход намира своето приложение- например при избора на главен двигател. Също така подхода позволява и създаването на модел на съответните качествени и количествени показатели.

В [4] е представена методологията за избора на главен двигател на кораба „Caraka Jaya III”. Използвания многокритериален метод е Analytic Hierrachy Process(АНР), който разполага с мощен инструмент при избора на главен двигател.

Правилния избор на енергетична уредба на кораба е едно от най- важните решения, при последващата работа на кораба и участието му в околната среда. Изборът се извършва на база количествени и качествени показатели. За решаването на този проблем се налага използването на АНР метода, който разполага с точност и практичност в сравнение с другите такива[Analityc Hierracy Process Approach for selecting of ship propulsion system].

Снабдяването и доставките са част от производствения процес. При тяхното не правилно планиране и избор на доставчик на определена стока или услуга се губи време. Корабостроенето е такава индустрия, при която липсата на част или елемент от агрегат

може да възпрепятства производствения процес. За избора на доставчик може да се бъде използван метода Analytic Hierrachy Process(АНР), който заема ключово място сред останалите методи [10].

АНР метода, използван при вземането на решения в областта на доставките и снабдяването при производствената индустрия има своите предимства и недостатъци.[3].

При корабите от военния флот където има повидоки изисквания, многокритериалното вземане на решения намира приложение. Някои от тях като амфибийните[6] отделните части на кораба могат да бъдат разгледани като модули. Използвания метод е АНР, който помага при определянето на основната конструкция на кораба при различни сценарии и изисквания.

В[9] са описани основните процеси при изработването на корабни тръбопроводи. Основния производствен процес е рязането. Различните корабостроителни заводи разполагат с различно оборудване и инструменти за рязане. С помощта на многокритериалния подход и методите АНР и TOPSIS при задаване на определени критерии е определен кой е най- подходящия метод на рязане, удовлетворяващ зададените критерии. В [1] с помощта на метода TOPSIS е направен модел за оценка и класификация на най-добър партньор в корабоплаването в Малайзия. Моделът е направен с четири кандидата с дванадесет критерия към всеки един от тях.

Проектирането на кораба е част от корабостроителни процес- проекта е първоизточника на бъдещия кораб. Съществуват редица методи и подходи, по които може да бъде оценен един проект. Един от тези методи е многокритериалния метод, при който оценката на проекта може да се разгледа на две критериални нива- икономическо и технологично. На първо ниво може да бъде използван подхода ELEKTRE и PROMETHEY. При второ ниво може да бъде използван подхода АНР и TOPSIS, които имат ниска изчислителна сложнота[2].

Оценка на риска е от основна част при управлението на риска при проектите на корабостроителния завод. Ето защо в [11] е

показано как да определим риска чрез метода АНР, който е част от многокритериалните методи за вземане на решения. За създаването на модела се използва технологията на разделяне на проекта на две части- входяща и изходяща, които са необходими за създаване на многокритериалната матрица. Това са част от основните дялове на корабостроителната индустрия, които имат важна роля за производствения процес.

IV. Изводи.

В настоящия обзорец доклад е направен анализ на различни методи за многокритериално вземане на решения. Описана е накратко тяхната същност и област на приложение. От направения литературен обзор са определени някои методи, които намират приложение в корабостроенето. Описани да накратко дяловете на корабостроителната индустрия, в които се използват методите за многокритериално вземане на решения.

V. Литературни източници.

- [1]Daniel Osezua Aikhuele, Faiz Bin Mohd Turan , An improved methodology for multi-criteria evaluations in shipping industry, ISSN 0007-215XeISSN 1845-5859, Volume 67Number 3, 2016;
- [2]Dina Margrethe Aspen,Review of methods of sustainability appraisals in ship acquisitions, September 2015;
- [3]Farzad Tahriri, Mohammad Rasid Osman, Aidy Ali and Rosnah Mohd Yusuff, A review of supplier selection methods in manufacturing industries, Suranaree J. Sci. Technol. Vol. 15 No. 3; July - September 2008;
- [4]Jamlean Faustinus, Main engine selection optimization analysis of the ship Caraka Jaya III based on engineering and economy considerations, Kapal- Vol. 10, No.2 Juni 2013;
- [5]M S Shamasundara, B S Arora, A S Parwekar ,Analytic Hierarchy Process Approach for selecting of ship propulsion system, IOSR Journal of Business and Management (IOSR-JBM) e-ISSN: 2278-487X, p-ISSN: 2319-7668. Volume 16, Issue 9.Ver. II (Sep. 2014), PP 14-19;
- [6]M. Murat Albayrakoglu ,Configuring a major amphibious vessel : MCDM making model using

the AHP, ISAHp 2007, Viña Del Mar, Chile, August 8-3, 2006;

[7]Mahdaly Yousefi Nejat Attari, Mohammad Reza Bagheri, Ensiyeh Neishabouri Jami, A Decision Making Model for Outsourcing of Manufacturing Activities by ANP and DEMATEL Under Fuzzy Environment, September 2012 p.163-174;

[8]Mark Velasquez, Patrick hester, An analysis of Multi- Criteria Decision Methods, International Journal of Operations Research Vol. 10, No. 2, 56- 66, 2013;

[9]Mustafa Kafali Murat Ozkok Selcuk Cebi , Evaluation method of pipe cutting technologies in shipbuilding, ISSN 0007-215X eISSN 1845-5859 Volume 65 Number 2, 2014;

[10]Patrick Beck, Erik Hofmann, Multiple Criteria decision making in supply chain management- Currently available Methods and possibilities for future research, 2012;

[11]YAO Hui-li, LIAN Chun-guang, LIN Shi-zhong, BAI Jing-xian, SUN Hong-xia, Application of AHP in shipyard project investment risk recognition, Canadian Social Science ISSN 1712-8056 Vol.5 No.5 2009;

За контакти:

ас. инж. Йордан Денев
Технически университет -
кат., Корабостроене, Корабни машини
и механизми“
9010, Варна, ул. Студентска 1
e-mail: y.denev@tu-varna.bg

**АНТЕННА РЕШЕТКА ОТ КРЪГОВОПОЛЯРИЗИРАНИ МИКРОЛЕНТОВИ КЪСИ
АНТЕНИ С ОБРАТНО ИЗЛЪЧВАНЕ С ДИЕЛЕКТРИЧНО ЗАПЪЛНЕН
РЕЗОНАТОРЕН ОБЕМ ЗА ШИРОКООБХВАТНИ
РАДИОКОМУНИКАЦИОННИ СИСТЕМИ**

Георги Цанев Червенков

**CIRCULARLY POLARIZED MICROSTRIP SHORT BACKFIRE ANTENNA ARRAY WITH
DIELECTRIC FILLED CAVITY VOLUME FOR WIDE-AREA RADIOCOMMUNICATION
SYSTEMS**

Georgi Tsanev Chervenkov

Резюме: В доклада са представени изследванията на нова конструкция на двуелементна линейна синфазна антенна решетка от микролентови къси антени с обратно излъчване (КАОИ) с плътен гладък периферен екран, диелектрично запълнен резонаторен обем, процепно възбуждан квадратен микролентов излъчвател-възбудител и кръгова поляризация (КП) на излъчената радиовълна. Извършено е сравнение и анализ на получените резултати с най-близкото известно решение на антенна решетка от КАОИ с КП, от позиция на възможностите за разширяване на работната честотна лента. Антенната решетка е с поляризационна честотна лента от 4,6%/16,6% (на ниво 3dB/6dB), висока ефективност на излъчване (90%/80%) и слабо взаимно влияние между излъчвателите (под -29dB/-25dB).

Ключови думи: взаимно влияние, двуелементна антенна решетка, микролентова къса антена с обратно излъчване, кръгова поляризация.

Abstract: The paper presents the research of a new construction of a two-element linear phase antenna array of microstrip short backfire antennas (MSBFA) with a dense smooth peripheral rim, a dielectrically filled resonator volume, slot exited microstrip patch-exiter, and a circular polarization (CP) radio waves. A comparison and analysis of the results obtained with the best known solution for microstrip short backfire antenna with the CP was made, from the position of the possibilities of expanding the working frequency band. The antenna array has a polarization bandwidth of 4.6% / 16.6% (3dB / 6dB), high radiation efficiency (90% / 80%) and low interference between the emitters (below -29dB / -25dB).

Keywords: circular polarization, microstrip short backfire antenna, mutual coupling, two element antenna array

I. Въведение

Използването на микролентови антенни решетки, в мобилния терминал [1] и в базовата станция [2], е в основата на концепцията за използване на долната част от милиметровия обхват в широкообхватните наземни мобилни клетъчни радиокомуникационни системи (НМКРКС) от пето поколение. Микролентовите резонаторни антени са отклика, в областта на антените, на общата тенденция за миниатюризация в телекомуникациите (особено при портативни или мобилни радиоустройства), което обуславя увеличаващия се научен интерес към този тип излъчватели. Поради основните им предимства (лесна изработка – фотолитографска технология, плоска и

нископрофилна конструкция, малко тегло, ниска цена) и първият прототип на многоелементна MIMO (Massive Multiple Input – Multiple Output) антенна решетка, за бъдещите НМКРКС от пето поколение (5G), е микролентова [3]. Териториално - широкообхватните радиокомуникационни системи (ТШРКС), като сателитните [4, 5] и НМКРКС от пето поколение (IMT-2020) [6], използващи MIMO и нови антенни технологии, се считат за едни от основните бъдещи широколентови мрежи [7]. Възможността за подобряване на енергийната ефективност на радиолинията и системата като цяло, в допълнение към увеличаването на преносния капацитет на системата, правят многоелементните MIMO антени ключова

технология във визията на ITU-R за системите IMT-2020 [8].

Понижаването на ефективността на излъчване, обусловено от използването на диелектрични подложки с висока стойност на ϵ_r , е един от основните нежелани ефекти, който е още по-ясно изразен при антенните решетки (АР) от микролентов тип – поради увеличаване на взаимно влияние между излъчвателите, което оказва въздействие, както върху характеристиките на излъчване на антенната решетка, така и върху характеристиките на ТШРКС, и вътре- и междусистемната им електромагнитна съвместимости [9, 10]. Ниската им ефективност, усилване, тясна работна лента Δf , високо ниво на кросполяризация и ниска работна мощност са основните им недостатъци [11]. С предвижданите за използване от ТШРКС честотни ленти в милиметровия обхват нараства броят на научните изследвания насочени към търсене на нови антенни конструкции, най-вече с висока ефективност и усилване, за компенсиране на повишеното затихване в радиосредата, при нормативно ограничена изходна мощност на радиопредавателя [11]. Силното взаимно влияние между излъчвателите в микролентовите АР (МлАР), водещо до деградиране на електродинамичните им характеристики, е основен проблем за този тип АР, породен от разпространяващата се повърхностна вълна. Един от най-често използваните подходи за редуцирането му е изграждане на АР без използване на диелектрична подложка или с

използване на пенодиелектрик с $\epsilon_r \cong 1$, което

освен затрудненията свързани с механичната устойчивост на конструкцията и осигуряване на паралелност между излъчващия елемент и металната основа при динамично (ветрово) натоварване, се характеризира с нисък КПД (~40% при 256 елементна МлАР [12] и ~60% при 256 елемента МлАР с етажна конструкция на излъчвателите [13]).

Микролентовите къси антени с обратно излъчване (МКАОИ) [14-18] съчетават

предимствата на микролентовата технология с тези на късите антени с обратно излъчване (КАОИ) [19].

В [20] е предложен вариант за изграждане на антенна решетка от МКАОИ с общ диелектрично запълнен резонаторен обем, за която е установено [14, 23], че е конструкция с лоши електродинамични характеристики. В [14, 21- 23] са представени нови антенни конструкции и резултати от прилагане на нов подход при изграждане на АР от МКАОИ с диелектрично запълнен резонаторен обем (ДЗРО) и линейна поляризация (ЛП) на излъчената радиовълна. Двueleментната АР от МКАОИ с ЛП [14, 23] е с макс. усилване от 14dBi и работна честотна лента от ~15%, механично устойчивата, планарна и херметична конструкция, изработена по фотолитографската технология.

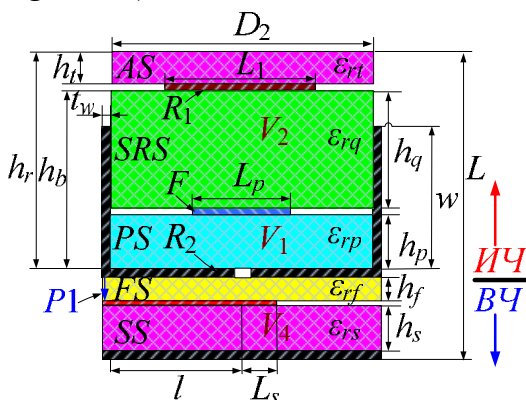
Добре известни са предимствата от използване на кръгова поляризация (КП) в спътниковите и мобилните ТШРКС. В [24] е представена конструкция на двueleментна МлАР с КП. Механично устойчивата, планарна, херметична и нископрофилна конструкция, в съчетание с фотолитографската технология за изработка, са съществени предимства, но тясната относителна поляризационна честотна лента ($\Delta f_{\text{rel}} = 1.5\%$) заедно с невисокото усилване (7.5dBic), силно ограничават приложението ѝ. Възможности за реализиране на антени с КП с високо усилване (17.5dBic), за приложение в мобилните наземни и спътникови радиокомуникации, предоставя АР от диполно възбуждани КАОИ [25], която е най-близко известно решение на линейна АР с КП. Предимства на този тип АР са добрите им електродинамични характеристики – високо усилване, КПД и отношение фронт/тил. По-големите им относителни (спрямо дължината на вълната) размери в сравнение с МлАР, невъзможността за лесна интеграция с активни и пасивни компоненти по SMT (технология за повърхностен монтаж), LTCC и ММІС (монолитни микровълнови интегрални схеми) технологии, и имплементиране в АР изработени по тези технологии ограничават приложението им в мобилните ТШРКС.

Известни са конструкции на МКАОИ с ДЗРО и КП [26-28], с висок КПД (92%) и макс. коеф. на усилване 9.4dBic. На автора не са известни конструкции на антенни решетки от МКАОИ с ДЗРО и КП на излъчената радиовълна.

Цел на изследването – създаване на нова антенна конструкция на двуелементна плоска синфазна микролентова антенна решетка (ДПСМЛАР) от МКАОИ с ДЗРО и кръгова поляризация (КП) на излъчваната/приеманата радиовълна, излъчване по нормалата спрямо равнината на решетката, запазване на положението на гл. лист в раб. честотна лента, висока ефективност на излъчване, планарна и механично устойчива конструкция, подходяща за приложение в ТШРКС.

II. Конструкция на антенна решетка от микролентови къси антени с обратно излъчване с кръгова поляризация

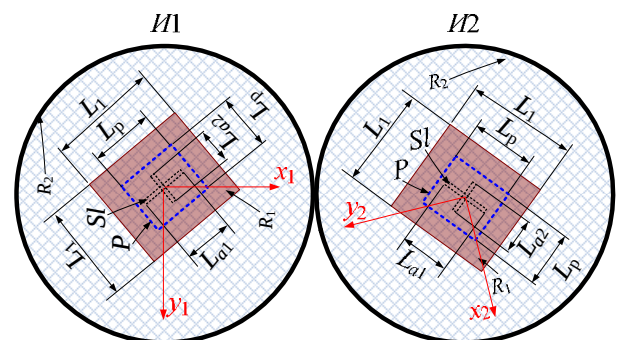
Като единичен излъчвател (фиг.1) за изграждане на АР се използва МКАОИ с ДЗРО и КП (антена А1), с квадратни микролентов излъчвател (МЛИИ) $L_p = 2.8\text{mm}$ и малък отражател $L_1 = 4.8\text{mm}$, и отличаваща се с двукратно по-широка поляризационна честотна лента (6%) [28], спрямо предходните конструкции използващи правоъгълни МЛИИ и малък отражател [26, 27]. Резултатите от изработения и изследвания от автора прототип [26, 27] показват, че антената е с ниско ниво на кросполяризация (под -23dB) в границите на гл. лист от диаграмата на насоченост (ДН) и отношение фронт/тил от 20dB (Fig.7, [29]).



Фиг.1. Микролентова къса антена с обратно излъчване с ДЗРО и КП (антена А1)

Използваните диелектрични материали и основните конструктивни размери при МКАОИ с КП [26-28] са същите като при използвания, за тяхна основа, линейнополяризиран прототип [14, 16, 18] на МАКОИ с ДЗРО.

Антенна А1 (фиг. 1), а също и АР1 (фиг.2), условно може да се разглежда като съставена от две части – излъчваща (ИЧ) и възбуждаща (ВЧ). Двете части са разположени от двете страни на големия отражател R_2 , а електромагнитната връзка между тях се осъществява посредством кръстообразния процеп изрязан в центъра на R_2 . Излъчващата част на антената включва: квадратен МЛИИ F , диелектрична подложка PS ($\epsilon_{rp}=6.15$; $tg\delta=0.0038$; $h_p=1.27\text{mm}$), голям отражател R_2 ($D_2 = 24\text{mm}$), периферен метален екран ($w = 5.9\text{mm}$), диелектрична подложка SRS ($\epsilon_{rq}=4.1$; $tg\delta=0.0033$; $h_q=6.35\text{mm}$), малък квадратен отражател R_1 , диелектрична подложка AS ($\epsilon_{rt}=2.6$; $tg\delta=0.0019$; $h_t=1.58\text{mm}$). Възбуждащата част на антената се състои от: диелектрична подложка FS ($\epsilon_{rf}=6.15$; $tg\delta=0.0038$; $h_f=0.635\text{mm}$), диелектрична подложка SS ($\epsilon_{rs}=2.6$; $tg\delta=0.0019$; $h_s=1.58\text{mm}$), възбуждаща микролентова линия (разположена между двете подложки – FS и SS) и метален екран (основа на антената). В центъра на големия отражател R_2 е направен кръстообразен процеп (Sl), състоящ се от два ортогонално разположени правоъгълни процепа с различна дължина ($L_{a1}=4.4\text{mm}$, $L_{a2}=3.4\text{mm}$) и еднаква ширина ($W_a=0.4\text{mm}$).



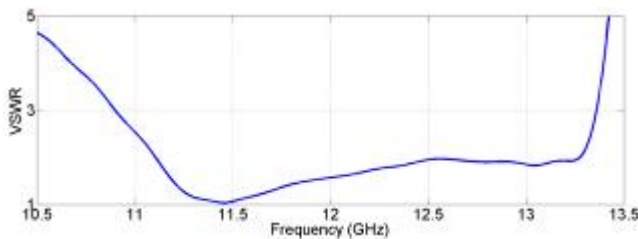
Фиг.2. Двуелементна АР от МКАОИ с КП (антенна решетка АР1)

Възбуждането на единичните елементи е синфазно, посредством микролентова захранваща система. Разстоянието между

центровете на единичните елементи е 25.6 mm и ъгълът на завъртане на излъчвател $I2$, спрямо излъчвател $I1$, е -1,22rad.

III. Резултати и дискусия

Електродинамичното моделиране и изследване на антенната решетка се извърши с използване на комерсиалния софтуерен антенен симулатор AN-SOF [31], използващ конформния метод на моментите, и MWS, използващ FDTD метода. Триизмерното моделиране на антенната решетка позволява отчитане на влиянията и взаимните връзки в антенна конструкция и получаване на резултати максимално близко до изработения след това прототип. Възбуждането е посредством дискретен порт ($P1$) с импеданс 50Ω. При изследване на взаимното влияние между излъчвателите в $AP1$, всеки от тях се възбужда с микролентова линия, разположена по оста y , с дължина равна на $D_z/2$, и отделен дискретен порт. Антенната решетка изградена от МКАОИ, която е предмет на изследване в настоящия научен труд, принадлежи към групата на КАОИ [32].



Фиг.3. Честотна характеристика за коефициента на стояща вълна

На **фиг. 3** е показана честотната характеристика на коефициента на стояща вълна (VSWR) на ДПСМЛАР с КП. От получените резултати се вижда, че относителната ширина на импедансната честотна лента, отчетена на ниво три (Δf_3^F), е 20,2% (10,9...13,35GHz), и е достатъчна за приемни спътникови ТШРКС в този чест. обхват. На ниво VSWR=2, получената стойност при $AP1$ е $\Delta f_2^F = 17.9\%$ (11,1...13,28GHz), по-широка с $\sim 3\%$ отколкото при AP от МКАОИ с ЛП [14, 23, 30], и с $\sim 8\%$ спрямо единичния елемент (антена $A1$), и многократно по-широка

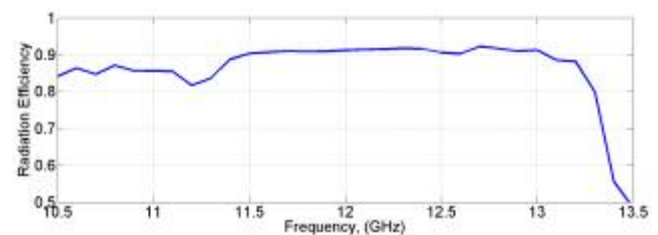
отколкото при двуелементната МЛАР с КП [24], при която е едва $3,8\%$.

В **табл. 1** са представени данните за поляризационната честотна характеристика (ПЧХ) за основната (дясновъртяща) поляризационна компонента на $AP1$, и при излъчване по нормалата спрямо равнината, в която лежи големият отражател R_2 . От получените резултати се вижда, че относителната поляризационна честотна лента (Δf_{3dB}^{AR}) на $AP1$, отчетена на ниво 6dB е 16,6% (11,3...13,35GHz), и е достатъчна за приемни спътникови ТШРКС в този чест. обхват. На ниво 3dB получената стойност, за относителната поляризационна честотна лента, при $AP1$ е $\Delta f_{3dB}^{AR} = 4,6\%$ (11,7...12,25GHz), което е по-малко спрямо единичния елемент (антена $A1$), при който $\Delta f_{3dB}^{AR} = 6\%$, и три пъти по-широка отколкото при двуелементна МЛАР с КП [24]. Ширината на относителната поляризационна честотна лента при $AP1$ е $\Delta f_{3dB}^{AR} = 0,25 \cdot \Delta f_1^F$, което показва наличието на потенциална възможност за нейното още по-голямо разширяване.

Таблица 1

Параметър	Антенна решетка	
	$AP1$	МЛАР [24]
Δf_{3dB}^{AR}	4,6 %	1,5 %
Δf_{6dB}^{AR}	16,6 %	12 %
Δf_2^F (за VSWR=2)	17.9 %	3,8 %
Δf_3^F (за VSWR=3)	20,2 %	8 %

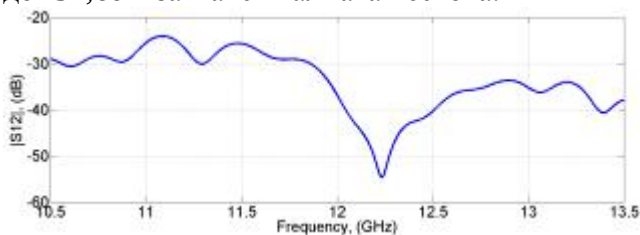
На **фиг. 4** е показано изменението на ефективността на излъчване $\eta_{rad} = P_{rad}/P_{tot}$ [33], във функция от честотата, където P_{rad} е мощност на излъчените радиовълни, а P_{tot} е радиочестотната мощност постъпваща на входа на $AP1$.



Фиг.4. Честотна характеристика за ефективността на излъчване

От получените резултати, и съпоставката им с тези от **фиг.3**, се наблюдава отчетлива тенденция, за намаляване на ефективността на излъчване над максималната честота в импедансната честотна лента, отчетена на ниво три ($\Delta f_{\frac{F}{2}}$). За честоти по-ниски от минималната честота в импедансната честотна лента не се наблюдава гореизложената тенденция, а ефективността на излъчване остава висока (над 80%), което е потвърждение за потенциална възможност за разширяване на работната ѝ честотна лента. Ефективността на излъчване в цялата поляризационна честотна лента на ниво 3dB е над 90%.

Взаимното влияние между излъчвателите в антенната решетка, **фиг.5**, в поляризационна честотна лента (11,7...12,25GHz) на ниво 3dB се изменя от -29dB за минималната честота, до -54,6dB за максималната честота.



Фиг.5. Честотна характеристика за взаимното влияние между излъчвателите в AP1

В цялата поляризационна честотна лента, отчетена на ниво 6dB ($\Delta f_{\frac{F}{6dB}}$) взаимното влияние между излъчвателите е под -25dB, а в цялата импедансна честотна лента $\Delta f_{\frac{F}{2}}$ е под -24dB. В резултат от това входната характеристика и коефициентът на насочено действие на антенната решетка са слабо повлияни, което показва че МКАОИ с обособени, посредством използване на периферен метален екран, диелектрично запълнени резонаторни обеми на излъчвателите са изключително подходящи за изграждане на многоелементни антенни решетки.

IV. Заключение

Представена е антенна решетка от МКАОИ с процепно възбуждане, диелектрично запълнен резонаторен обем и кръгова поляризация, със синфазно хранване на единичните излъчватели с широка работна лента, слабо взаимно влияние между

излъчвателите и висока ефективност на излъчване. Въпреки, че размерите са дадени за специфична честота, при мащабиране, конструкцията може да използва и в други обхвати.

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са извършени по проект НП8/2018г. в рамките на присъщата на ТУ-Варна научноизследователска дейност, финансирана целево от държавния бюджет.

Литература:

1. Ojaroudiparchin N, M. Shen, S. Zhang, G. Pedersen, "A Switchable 3D-Coverage Phased Array Antenna for 5G terminals", IEEE AWPL, v.15, pp. 1747 – 1750, 2016.
2. Ojaroudiparchin N, M. Shen, G. Pedersen, "8x8 planar phased array antenna with high efficiency and insensitivity properties for 5G mobile base stations", 10th EuCAP, 2016.
3. Malkowsky S., et al., "The World's First Real-Time Testbed for Massive MIMO: Design, Implementation, and Validation", IEEE Access, vol.5, pp. 9073 – 9088, 2017.
4. Byman A., et al., "MIMO for Mobile Satellite Digital Broadcasting: From Theory to Practice", Veh. Tech. IEEE Trans., vol. 65, pp. 4839-4853, 2016.
5. Digital Video Broadcasting (DVB); Next Generation Broadcasting System to Handheld, Physical Layer Specification (DVB-NGH), A160, Nov. 2012.
6. Yazdan A., et al., "Energy-Efficient Massive MIMO", IEEE Microwave Magazine, Vol. 18, Issue: 5, 2017.
7. "Национален план за инфраструктура за достъп от следващо поколение (NGN) 2014-2020", Обн., ДВ, бр. 47 от 2017 г.
8. "IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond", ITU-R, Rec. ITU-R M.2083-0.
9. Perini J., K. Hirasawa, "Antenna pattern distortion and mutual coupling in antenna farms," IEEE Electromagn. Compat. Symp. Rec., Jun. 1973, pp. 201–208.
10. Keiser B., "Principles of Electromagnetic Compatibility", Artech House, 1987.

11. Peixeiro C., “Microstrip Antenna Papers in the IEEE Transactions on Antennas and Propagation”, IEEE AP-M, vol.54, No.1, 2012, pp.264-269.
12. Song H., M. Bialkowski, “”, IEEE AP-Mag., vol.40, No.5, 1998.
13. Ye S. et al., “Design of Arbitrarily Shaped Planar Microstrip Antenna Arrays with Improved Efficiency”, Int. Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2013, Article ID 757061.
14. Червенков Г.Ц., „Изследване на микролентови къси антени с обратно излъчване“, Дисертация за придобиване на ОНС ”доктор”, ТУ-Варна, 2013.
15. Червенков Г.Ц., Киров Г.С., „Микролентова къса антена с обратно излъчване с многослоен печатен периферен екран“, Патент за изобретение № BG 66521.
16. Киров Г.С., Г.Ц. Червенков, „Микролентова къса антена с обратно излъчване с процепно възбуждане“, Патент за изобретение № BG 66540.
17. Chervenkov G.T., „Aperture Coupled Microstrip Short Backfire Antenna with Corrugated Rim“, Journal of Applied Electromagnetism, Greece, vol.13, No2, Dec. 2011.
18. Kirov G.S., G.T. Chervenkov, C.D. Kalchev, „Aperture Coupled Microstrip Short Backfire Antenna“, Journal of Electrical Engineering, ISSN: 1335-3632, vol. 63, № 2, 2012
19. Kumar A., H.D. Hristov, Microwave Cavity Antennas, Artech House, 1989.
- 20.6. Kaloi C.M., Microstrip Backfire Antenna, US Patent №4347517/31.08.1982.
21. Киров Г.С., Г.Ц. Червенков, „Антенна решетка от микролентови къси антени с обратно излъчване“, Патент за изобретение № BG 66557.
22. Kirov G.S., G.T. Chervenkov, Y.D. Kalchev, „Some Studies of Aperture Coupled Microstrip Short Backfire Antenna Arrays“, Годишник на техническия университет във Варна, т.1, 2011.
23. Chervenkov G.T., G.S. Kirov, „Some Studies of Two Element Arrays of Microstrip Aperture Coupled Short Backfire Antennas“, Third International Congress “50 Anniversary TU – Varna”, Varna, vol.VIII, 2012.
24. Dhengale B., D. Karia, “A high Gain 2-Element Microstrip Array Antenna”, Int. Conf. on Advances in Comp., Comm. and Informatics, pp. 116-120, 2015.
25. Ehrenspeck H., J. Strom, The SBFA as an Element for High-Gain Arrays, AFCRL-71-0234, Bedford, USA, 1971.
26. Kirov G.S., G.T. Chervenkov, K.K. Abdoula, „Some Studies of Circularly Polarized Microstrip Short Backfire Antennas“, 3rd Int. Congress “50 Anniv. TU – Varna”, 2012, vol. II, pp. 116-121, ISBN: 978-954-20-0551-3.
27. Киров Г.С., Червенков Г.Ц., Абдула К.К., „Микролентова къса антена с обратно излъчване с кръгова поляризация“, Патентно ведомство на РБ, Патент за изобретение № 66583.
28. Червенков Г. Ц., „Кръгово поляризирана микролентова къса антена с обратно излъчване с диелектрично запълнен резонаторен обем и разширена работна лента“, Известия на СУБ – Варна, № 1/2017г., стр. 4-9, ISSN: 1310-5833.
29. Chervenkov G.T., L.P. Kamburov, G.S. Kirov, „40 Years an anechoic chamber for automatic antenna measurements in Department of Communication Engineering and Technologies at Technical University of Varna“, Electrotechnica&Elektronika, vol.49, №7-8/2014, pp. 37-44, ISSN: 0861-4717.
30. Червенков Г. Ц., „Взаимно влияние между излъчвателите в двуелементни антенни решетки от микролентови къси антени с обратно излъчване с диелектрично запълнен резонаторен обем и процепно възбуждан микролентов излъчвател-възбудител“, Известия на СУБ – Варна, № 1/2016г., стр. 20-27, ISSN: 1310-5833.
31. <http://antennasoftware.com.ar>
32. IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas, IEEE Std 145-2013.
33. Balanis C. A., “Modern antenna handbook”, 4th ed., 2016.

За контакти:

гл. ас. д-р инж. Георги Червенков
Технически университет – Варна,
България
Катедра „Комуникационна техника и технологии“
9010, гр. Варна, ул. „Студентска“ № 1
e-mail: g.t.chervenkov@tu-varna.bg

НОВООТКРИТ ГРОШ НА ДОБРУДЖАНСКИЯ ВЛАДЕТЕЛ ТЕРТЕР

Владимир Овчаров

Резюме: *Понастоящем няма единно мнение относно идентифицирането и датирането на добруджанските монетосечения от втората половина на XIV в. Причините за това са оскъдните писмени исторически източници и нееднозначната интерпретация на нумизматичните материали. Засега с по-голяма сигурност към владетелят Йоан/Тертер може да бъде определен само един тип официални сребърни грошове, върху които ясно и четливо са представени неговото име, титла и владетелска емблема. За първи път такъв грош е открит в колективна находка при археологически разкопки, проведени на дунавския остров Пъкуйол луй Соаре. Публикуването на монетата предизвиква международна дискусия, която продължава и днес. Без съмнение това издание е отсечено с помощта на константинополски гравьори и служи за пропагандни цели. През 2015 г. в село Брожа (Република Беларус) е открит втори грош на Тертер. Той е редуциран до 0,43 г., което е рефлектирало в остатъчен диаметър от 15 мм. Безспорно двете монети са произведени с една и съща двойки матрични печати. Археометричното изследване на гроша установи слава композиция с високо съдържание на сребро. Любопитно е, че новооткритият грош е произведен с вече повредена лицева матрица, следите от която при дефектоскопия със сканиращ електронен микроскоп илюстрира региони на спукване и счупване, т.е липса на матрична повърхност. За цястие двата документирани гроша изясняват интересни технологични детайли, свързани с работата на монеторезачите. Те очертават началото и края на това монетосечение, като данните представени тук, спомагат за установяването на приблизителния тираж на това издание. Per se откриването на грош на Тертер на територията на Великото Литовско княжество е интересен факт. Тук са обсъдени и възможностите, посредством които монетата може да постъпи в парична циркулация. Направен е опит да се реконструира периода на неговото тегловно редуциране с цел прецизиране датата на издаване, която е все още дискуссионна. Предложена е и историческа корекция, която изяснява въпроса относно деспота – съюзник, споменат в документ от канцеларията на великия литовски княз Витовт.*

В специализираната научна литература няма единно мнение относно идентифицирането и датирането на добруджанските монетосечения от втората половина на XIV в. От една страна това е поради оскъдните писмени извори, но е факт също така и твърде различната интерпретация на монетите, които се свързват с тези монетосечения. К. Дочев отбелязва преди време, че все още няма убедителни доказателства за собствено монетосечение на деспот Добротица (Дочев 2009, 269). Няколко години по-късно след това мнение на изтъкнатия изследовател на монетосеченето на Второто българско царство бяха представени нови данни в тази посока (Овчаров 2013, 133–141). Преди две години се публикува и една интересна статия, която си поставя за цел да изясни дискутираната проблематика и да въведе „неописани монетни типове на добруджанските владетели“ (Петрунов 2017, 291-296)*.

Съществуват и различни мнения относно това дали Добротица има двама сина с имената

Йоан (Иванко) и Тертер или това е една и съща личност – споменатия в Месемврийската хроника от 1376/1377 г. Йоан Тертер. Може да се предположи, че при кръщаването си владетелите получават името на небесен покровител и е малко вероятно да носят имена от съвременен тип. Възможно е да става въпрос за титла имайки предвид, че Йоан се превежда като богопомазан и верен на Бог. Добротица така изпълва политическото пространство на българския Североизток през XIV в., че замъглява спомена за своите наследници. Владетелите, които имат участва да попаднат в сянката на своите легендарни предци, са осъдени на маргинална (не)известност. Наследникът на Добротица заварва Добруджанското деспотство в тежко политическо състояние – затегната от десетилетия война с Генуа, от север нахлуват татарите, а от юг засилилване експанзията на османските турци. През 1387 той сключва договор с Генуа, с който войната приключва. Според С. Авдев, обвързването му с генуезците е основна предпоставка за появата на неговите монетосечения (Авдев

2007, 236). Предполагаемият образ на Тертер е съхранен единствено върху една наскоро публикувана имитативна монета (Овчаров 2011А, 243–244), (фиг. 1).



фиг. 1. Предполагам образ на Тертер.
Едностранным имитативна монета на владетел с
букви: ТР, (д: 18 мм, т: 0,44 г.)

За сега, с по-голяма сигурност към този загадъчен владетел, може да бъде определен само един тип официални сребърни грошове, върху които ясно и четливо са представени неговото име, титла и владетелска емблема (Дочев 2009, 274). За пръв път такъв грош е открит в колективна находка при археологически разкопки, проведени на дунавския остров Пъкуйюл луй Соаре. През 1963, откривателят ѝ П. Дякону публикува своето откритие в сп. Археология (Дякону 1963, 143-147), (фиг.2.1.).

Научния свят очакваше нови находки, които да спомогнат изучаването на тази уникална емисия, но за съжаление до сега такива не последваха. През пролетта на 2015 г. в землището с. Брожа, Могилевски район (Република Беларус) е открит втори грош на Тертер. Безспорно двете монети са произведени с една и съща двойка матрични печати, които са били шарнирно свързани.

Противоположно на това виждане, К. Дочев предложи по-ранна или много по-късна дата на издаване (Дочев 2003, 127–128). Тъй като колективната находка, в която е намерен грошът, представлява само монети от 70-те години на XIV в., то трудно би могло това издание да се отнесе към друг период.



фиг.2. Графика на гроша на Тертер (по Дякону): Лице: Двуглав орел в хералдична поза, по периферията двойна зрънчеста окръжност и гръцки надпис: +ΑΦΝΤΟΥ ΤΟΥ ΤΕΡΤΕΡΙ; Опако: Христос с нимб на трон, с дясна ръка благославящ, а в лявата държащ евангелие (д: 20мм, т: 1, 01 г.), (1).

Графика на гроша на Йоан/Тертер от с. Брожа (по Овчаров), (2)

Подобен феномен в българската нумизматика съществува с уникалния коронационен грош на Йоан Шишман, който е със сходни параметри. Според К. Дочев той е издаден с пропагандна цел по повод на предполагаемата патриаршеска коронация на владетеля през 1371 г. (Дочев 2009, 209-210). Между учените има по-голямо съгласие относно целите на издаването на сребърните монети на Тертер. Без съмнение това издание е отсечено с помощта на константинополски гравьори и служи за пропагандни цели (Дочев 2009, 127–128). К. Дочев отбелязва, че „двойният зрънчест кръг, красиво изписаните със серифи гръцки букви и впечатляващият гравьорски рисунък на двуглавия орел определено поставят под съмнение възможността това монетосечене да е било дело на местни гравьори“ (Дочев 2009, 128). Заслужава внимание и по-нататъшната история на тази уникална монета. Румънският нумизмат предава колективна находка за съхранение в музея на Констанца, след което монетата на Тертер е открадната. Любопитно е, че случаят не е разследван а слухове свързват това произшествие с фамилията на

Чаушеску. Мотивите за кражбата остават неизяснени. Възможно е колекционерската ѝ стойност да е високо оценена или решаваща роля са изиграли политически съображения. За щастие преди кражбата П. Дякону изготвя хубава графика и не дотам сполучлива снимка. Впоследствие графиката се налага в научната литература. През 1971 г. колективната находка вече без гроша на Тертер постъпва в НИМ–Букурещ.**

През пролетта на 2015 г. в землището с. Брожа, Могилевски район (Република Беларус) е открит втори грош на Тертер (фиг. 3.). Селото е разположено на около 10 км от град Бобруйск (фиг.4).



фиг.3. Снимки на гроша на Тертер от с. Брожа



фиг.4. Карта на региона на гр. Бобруйск с локализация на трезорирането (окръжност)

През 1392 г. Бобруйск преминава под властта на Литовския владетел Витовт (1392–1430) и се превръща в необявената столица на Великото Литовско Княжество (ВЛК). По-късно, през 1413 г. градът се превръща в резиденция на княжеския наместник. Грошът е открит в малка колективна находка със сребърни монети; редуциран е до 0,43 г., което рефлектира в остатъчен диаметър от 15 мм. В резултат на редуцирането разположеният в окръжност гръцки надпис на лицевата страна: +ΑΦΝΤΟΥ ΤΟΥ ΤΕΡΤΕΡΙ е унищожен и от него са запазени части от отделни букви с прилежащите им серифи (..N..Y..P..). Образът на Христос е отпечатан частично на реверса (фиг. 3). При една приблизителна реконструкция може да се предположи, че първоначалните параметри на монетата от с. Брожа са както при описания от П. Дякону грош. Безспорно двете монети са произведени с една и съща двойка матрични печати, които са били шарнирно свързани.

I. Тираж на емисията

За щастие двата документиращи гроша изясняват интересни технологични детайли, свързани с работата на монеторезачите. Те очертават началото и края на това монетосечене, като данните спомагат за установяването на приблизителния тираж на изданието. Всеки, който работи по темата за производствения капацитет на средновековните монетни матрици, се сблъсква с противоречивата научна информация, която съществува. През 1995 г. De Callatay (De Callatay 1995, 289-312) се опитва на базата на писмени исторически източници да ревизира съществуващите данни и да начертае една основна схема, която може пълноценно да се ползва от изследователите. Тук ще представя няколко интересни примери за монетното производство на сребърни монети, които са предложени от автора:

- 20 000 – 46 500 монети от матрица в Shrewsbury, 1249–1250
- 30 000– 35 000 монети от матрица в London и Canterbury, 1279–1327
- 30 000 монети от матрица в Newcastle и Bristol, 1353

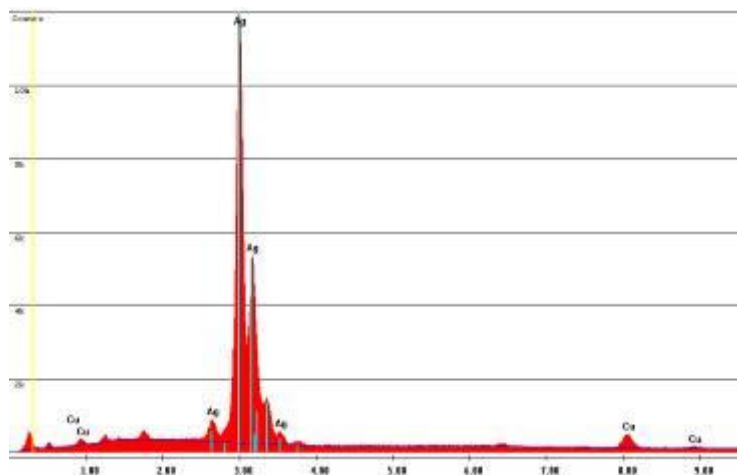
· 72 000 монети от матрица в York, 1353

Съвсем реалистично е през този период от една двойка печати за сребърни монети да са изработват около 30 000 екземпляра (De Callatay 1995, 300). Авторът представя и интересни данни относно дневните норми на един ковач. През 1466 г. в Гент ковач произвежда 3000 сребърни монети за един ден, въпреки че официалната дневна норма е 4000–5000. Очевидно, работата в Париж не е била толкова натоварена, защото на 13 януари 1427 г., ковач произвежда 2500, а друг на 16 ноември 1438 г. – само 2000 монети. Авторът предлага и интересни формули, по които може да се изчисли средно по колко матрици са използвани за различните монетосечения. В настоящия случай със сребърните монети на Тертер положението е значително опростено, тъй като засега е известна само една двойка матрици.

Ако се приложи тази актуална производствена схема върху сребърното монетосечение на Тертер, то има основание да се предположи, че в рамките на десетина дни монеторезачите, разполагщи с 30 кг. сребро, произвеждат 30 000 монети със средно тегло от около 1 г. Безспорно е, че грошовете на Тертер са натоварени с пропагандна цел и едва ли са спомогнали паричното обръщение, но все пак през този период стоково-паричните сделки със сребърни монети се осъществяват на базата на тегловен стандарт а не на определен брой монети. При актуален курс спрямо перперата от 1:18/20, цялото издание е с еквивалент от 1500 перпера. През този период именно житото става основен износен продукт на деспотството и вероятно една такава сума е получавана при крупен стоково-паричен обмен (модий (25 кг.): 1/4 перпера). Любопитно е, че все пак от хипотетичните 30 000 монети до днес са запазени само един-два екземпляра! Може да се предположи, че монетите са претопени или все още остават неоткрити, трезорирани може би колективно. Другата възможност е византийските металурзи да са произвели матричен печат с технологичен дефект, водещ до преждевременно преустановяване на монетосеченето, вследствие на счупване на матрицата.

II. Металографски анализ, дефектоскопия и технологични особености

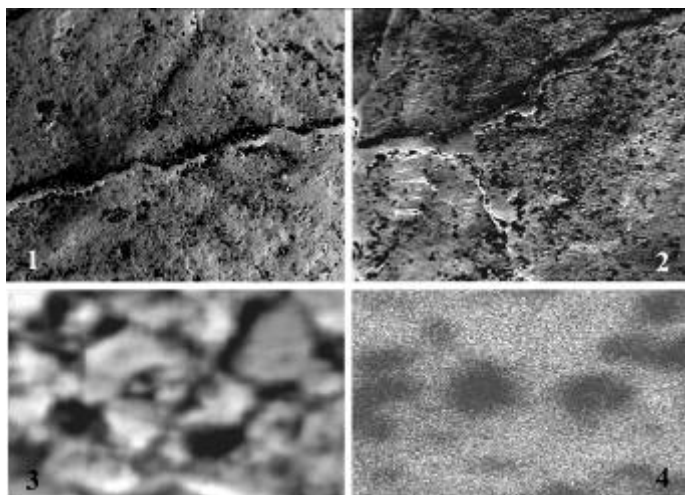
Металографският анализ на гроша от с. Брожа осъществен със сканиращ електронен микроскоп (SEM); установи сплавна композиция с високо съдържание на сребро (Ag 94,2%), (фиг.5).



фиг.5. Металографски анализ–результати (SEM)

По принцип прибавянето на мед до 5% затвърдява сплавта и я прави по-устойчива на циркуляционата абразия (Овчаров/Дзанев 2016, 59). Този стандарт на сплавната композиция се използва и при българските царски монетосечения на Йоан Шишман и при първата фаза на Йоан Срацимир (Овчаров 2011Б, 14). В Балканския юг, макар и по-ранни, византийските василикони на Андроник II Палеолог и сина му Михаил IX са произведени с по-нисък стандарт от 92,7% сребро (Неделчев/Овчаров 2013, 4). Монетата е отсечена чрез нискотемпературна пластична деформация. Очевидно няма деформация на матричния шарнир, защото изображенията и при двете документирани монети се запазват обърнати на 180 градуса. Новооткритият грош е произведен с вече повредена лицева матрица, следите от която при дефектоскопия (SEM), илюстрира региони на спукване (фиг. 6.1.) и счупване, т.е липса на матрична повърхност (фиг.6.2). При работен режим, осъществен с напрежение от 30 Kv (Ovtcharov 2013, 129-135) се наблюдава, бисегментна монетна повърхност с координати: 45°/270°, без повърхностно дислоциране и фрагментно

пропадане. Не се наблюдават микросегменти. Монетата е с компактна повърхност и минимални замърсявания (**фиг. 6.3**), не се наблюдава междукристална корозия. Електронно-микроскопската карта илюстрира типична средновековна сплав. Наблюдава се нехомогенно разпределение на медните острови в сребърният матрикс, (**фиг. 6.4**).



фиг.6. Металографски анализ и дефектоскопия (SEM).

Регион на матрично спукване (1) и счупване, т.е липса на матрична повърхност (2).

Микрограф от монетната повърхност (3).

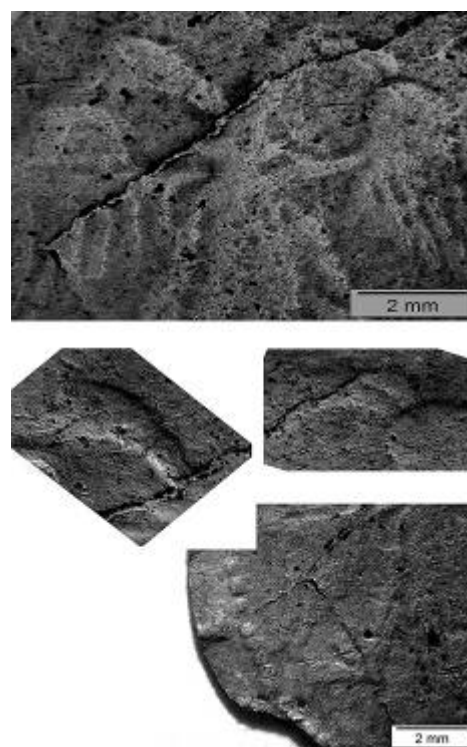
Микрографна карта илюстрираща типична средновековна сплав, която се характеризира с нехомогенното разпределение на медните острови (тъмни региони) в сребърният матрикс (светли региони)

Съществуват две работни хипотези, които обясняват матричното повреждане:

Първата възможност е наблюдаваните дефекти (**фиг.7**) да са резултат на материална умора, т.е. постепенно кумулиране на структурни повреди, които водят до приплъзване на метала. По принцип ръката на ковача, нанасяйки удар върху горната матрица, описва полуокръжност. В повечето случаи тези удари (кумулятивна кинетична енергия –Т) падат под ъгъл по-малък от 90 градуса и водят до деформация на повърхността, т.е до приплъзване на метала.

Втората възможност е дефектите да се получат вследствие на неправилна металургична обработка на матрицата:

1. Термален дисбаланс по време на процеса, водещ до дефекти в средата на кристалната решетка. След изстиване на сплавта се получават неравномерни уплътнявания.
2. Нежелани метални, неметални или газови включения в сплавната композиция.
3. Неправилен дизайн на матрицата.



фиг.7. Детайли от монетната повърхност

Любопитно е, че се наблюдават и други технологични дефекти, съпътствали отсичането на въпросния грош. Повечето от тях са често срещани, но в случая не може прецизно да се реконструира тяхната последователност. Безспорно, при една от тях монетата е залепнала за лицевата матрица и очевидно е произведена следваща монета. Вследствие на това, на опаковата страна на гроша се изобразява двуглав орел в негатив (brockage). Този дефект не е убегнал от вниманието на ковача и е проведено повторно отсичане, вследствие на което монетното ядро се приплъзва надясно и образът на Христос се отпечатва частично. Безспорно тази монета е една от последните, отпечатани с матрицата; скоро след това тя е била негодна за употреба.

III. Стоково-паричен обмен и стандарти на сребърните монети във ВЛК

Откриването на грош на Тертер на територията на ВЛК *per se* е интересен факт. Съществуват няколко възможни варианта, обясняващи как монетата постъпва в паричното обръщение:

Стоково-паричен обмен

Българската и беларуската научна литература не съобщават за монетни находки, които да потвърждават тезата за наличие на паричен обмен между двете държави. Paszkiewicz (Instytut Archeologii Uniwersytetu Wrocławskiego, Poland) споделя, че засега е регистрирана една медна монета на Йоан Александър, открита в Лвов, чиято територия дори не принадлежи към ВЛК, но все пак е в подобна икономическа зона. Според Иля Шаленков (Член на изпълнителния комитет на Беларуското нумизматично дружество) в частни колекции също не са регистрирани български монети от този период.

Български средновековни монети се откриват макар и рядко на територията на съседното Молдовско княжество (Krivenkov/Ovtcharov 2011, 229-234): очевидно р. Днестър се явява граница на икономическата зона на влияние.

Ако монетата е редуцирана по българските земи и посредством случайна стоково-парична сделка попада във ВЛК, то редуцирането ѝ може да се отнесе за периода 1385–1393 г., което потвърждава тезата за едно по-ранно издаване.

Пропагандна цел

Друга по-интересна възможност е монетата да постъпва вследствие на официално събитие, като например посещение на Тертер или делегация от неговата канцелария. В един по-късен период тя е редуцирана както други чуждестранни монети, за да отговаря на действащите стандарти в княжеството.

Монетни стандарти

Необходимо е да се направи опит за реконструиране на периода на неговото тегловно редуциране с цел прецизиране датата на издаване, която е все още

дискусионна. За тази цел тук ще направя обстойно разглеждане на монетните стандарти на сребърните емисии на ВЛК. За съжаление те са слабо проучени и се характеризират с фрапиращи отклонения в теглото дори само за един тип (0,3-1,0 г.). Сред учените се налага мнението, че те са пригодени само за локалната монетна циркулация. Най-крупният сребърен номинал във ВЛК са така наречените „Grossi Pragenses”. Този номинал е отсечен в обилни количества и повлиява съществено икономиките на държавите от Централна Източна Европа. Пражките грошове постъпват във ВЛК със средно тегло от 2,4 гр. (Ag 95%) и още в началото на 1350 г. се редуцират до 1,1 г. Към края на XIV в. теглата на монетите варират около 0,5 гр. с тенденция за намаляване, но има и изключения. Грошовете на Витовт са със средно тегло от 0,28 гр. (Ag 40%), (Борейша/Казаров 2009, 13). След 1395 г. княжеските монетосечения постепенно се преустановяват (Paszkiewicz 2005, 40). Преобладаващите чуждестранни монети са на „Златната орда”, които са със средна стойност на теглото от 0,7 гр. (Ag 75%). По-рядко се срещат и генуезо-татарски издания със същите параметри. През периода 1425-1430 започва осезаема териториална експанзия на ВЛК, образува се и княжески протекторат в Кафа. Тази експанзия намира отражение в последвалото контрамаркиране на чуждестранните издания с различни контрамарки, като най-често срещаните са „колона” и „комбинация от точки” (Борейша/Казаров 2009, 23-30). Тъй като грошът на Тертер не е контрамаркиран, може да се предположи, че е трезориран преди този акт. В заключение може да се предположи, че грошът участва в монетна циркулация на ВЛК преди 1385 до около 1425. Всички тези данни са в състояние да потвърдят тезата на В. Пенчев за едно по-ранно издаване на емисията т.е. 80-те години на XIV в.

IV. Историческа значимост на находката

В документ от княжеската канцелария на Витовт, който *де факто* трябва да се отнесе към 1395 г., се изброяват потенциалните му

съюзници, между които фигурира и „господарят на онази отвъдна българска земя, наречен деспот“ Кой е посоченият от Витовт деспот? Според изследователя на Добруджанското деспотство Г. Атанасов, това е Иванко (Йоан), (Атанасов 2009, 197-198). Според мен откриването на уникален грош на Тертер в региона на резиденция на княжеския наместник подсказва, че споменатият в документа „деспот“ е Тертер. За литовския владетел Витовт Тертер е деспот. Ако приемем, че гроша постъпва във ВЛК вследствие на официално събитие след 1413, то това предполага, че Тертер е запазил своето положение след 1399, вероятно като турски вассал (?). Безспорно тук предложената историческа корекция е хипотетична, но не са ли хипотетични и повечето данни за този владетел? По традиция ще отбележа, че само нови писмени, нумизматични или сфрагистични факти могат да спомогнат за решение на тази дискусия.

* В своята статия авторът –Ф. Петрунов се опитва да докаже, че фоларите на Кафа от тип: CARRA/Д са издавани след 1396 и по този начин да защити тезата си за предполагаемите добруджански издания на Добротица, в които CARRA се разчита като КАЛК. В своят забележителен труд G. Lunardi е отнесъл това издание за периода: (? - 1433), (Lunardi 1980, 109, Fig. C-58). Още по - изненадващо е, че според него книгата на G. Lunardi е издадена през 1963 (?).

Ф. Петрунов въвежда и няколко типа неописани монети, които според него принадлежат на добруджанските владетели. Всъщност посочените типове са отдавна известни, но поради невъзможността за научно обосноваване атрибуция остават непубликувани. Пръв за тях съобщава през 2007, В. Марчев от Варна, който също ги отнася към Добруджанските владетели, в интерес на истината без никакви доводи. Приветствам решителността на автора да ги публикува и отнесе към добруджанските издания. По този начин те са включват в периодиката и единствено бъдещите изследвания и находки могат да потвърдят или отхвърлят предложената теза.

** Благодаря на колегите: Е. Oberländer-Tärnoveanu и Cristiana Tataru (Muzeul Național de Istorie a României) за оказаното съдействие.

Цитирана литература:

Авдев 2007: С. Авдев. Българските средновековни монети. София, 2007.

Атанасов 2009: Г. Атанасов. Добруджанското деспотство. В. Търново, 2009

Борейша, Казаров 2009: Ю. Борейша, А. Казаров. О надчеканках „Колумн“ Витовта Кейстутовича и Свидригайлы Ольгердовича. Минск, 2009.

Дочев 2003: К. Доcheв. Българските средновековни монети през XIII - XV в., В. Търново.

Дочев 2009: К. Доcheв. Каталог на българските средновековни монети XIII - XIV век. Велико Търново, 2009.

Овчаров 2011А: В. Овчаров. Редки и неописани български монети от XIV век. – Acta musei Varnaensis, 8-2, 2011.

Овчаров 2011Б: В. Овчаров. Археометричен анализ на българските средновековни монетосечения. Coinage and Coin Circulation on the Balkans (CCCB), Vol. X. София, 2011.

Овчаров 2013: В. Овчаров. Дискусионни монетосечения от Добруджа (XIVв.). Археология, кн. 2, 2013.

Неделчев/Овчаров 2013: Н. Неделчев, В. Овчаров, Й. Бояджиев, Р. Русев, Д. Неделчев, Х. Терзиев, И. Църков, Д. Димитров. Технологични особености и вероятни източници на материали за сребърни монети, в парично обръщение по българските земи от Античността до Възраждането. „Металознание, хидро и аеродинамика и национална сигурност 24, 25 октомври, София“, БАН, София, 2013.

Овчаров/Дзанев 2016: В. Овчаров, Г. Дзанев. Археометрично изследване на римското сребърно монетосечение по материали от български музеи. Археология, кн. 1-2, 2016.

Петрунов 2016: Нови данни за медното монетосечене на деспот Добротица. Известия на НИМ–София, том: XXVIII. София, 2016.

Юркова / Пенчев, 1990: Й. Юркова / В. Пенчев. Български средновековни печати и монети. София, 1990.

Дякону 1964: П. Дякону. Една неизвестна монета на Георги I Тертер. Археология V, кн. 1, 1963.

De Callatay 1995: F. De Callatay. Calculating Ancient Coin Production: Seeking a Balance. Reprinted from The Numismatic Chronicle, 1995.

Paszkiewicz 2005: B. Paszkiewicz. The earliest lithuanian coins: vingtans apres. Numizmatika 6/ Metraštis, 2005.

Oberländer- Tärnoveanu 1988: E. Oberländer-Tärnoveanu. Quelques remarques sur les emissions monetaires medievales de la Dobroudja meridionale aux XIV- XV siecles. Revue Roumanie d`histoire XXVII, N:1-2, 1988.

Ovtcharov 2013: V. Ovtcharov. Countermarked coinage of Dobrudja. A detailed investigation (Case report). ReDIVA, I, 2013.

Krivenkov/Ovtcharov 2011: A. Krivenkov and V. Ovtcharov. Bulgarian Coins Found on Koteshty site in Moldova. – Acta musei Varnaensis, 8-2, 2011.

СТРУКТУРА, ПОВЪРХНОСТНА ТВЪРДОСТ И КОРОЗИОННА УСТОЙЧИВОСТ НА СИНТЕРОВАНИ СПЛАВИ НА БАЗА ПРАХОВЕ ECOSINT СЛЕД НИСКОТЕМПЕРАТУРНО ГАЗОВО КАРБОНИТРИРАНЕ

STRUCTURE, SURFACE HARDNESS AND CORROSION RESISTANCE OF SINTERED POWDER ALLOYS BASED ON ECOSINT POWDERS AFTER LOW TEMPERATURE GAS NITROCARBURISING

Пламен Петров

Abstract: This study has researched the possibilities of improving the properties of sintered test bodies of composite alloyed iron powders ECOSint C(1.4% Cr) and ECOSintHighCrA (2.0% Cr), sintered under industrial conditions that do not correspond to the optimal ones stated for these alloys. For this purpose, gas nitrocarburising was carried out in two technological modes with a saturation duration of 30 and 60 minutes respectively. Surface hardness, microstructure and corrosion resistance of the test bodies after the chemothermal treatment have been researched.

Keywords: thermo-chemical treatment, microstructure, mechanical properties, corrosion resistance.

Въведение: Разработените през последното десетилетие (2010 г.) прахове под наименованието ECOSint C и ECOSintHighCrA в съответствие с новите изисквания към легираните прахове за занижена концентрация на легиращите елементи от фирмата „Pometon Powder” [1], на базата на характерните им свойства, намират доста широко приложение. Основни потребители на тези прахове се явяват автомобилната промишленост, приборостроенето и битовото машиностроене. От тях се изработват режещи инструменти, машинни части, зъбни колела с неголеми размери и др., към които се предявяват изисквания за висока твърдост, износоустойчивост и корозионна устойчивост.

В предходни изследвания бе установено, че при спичане на посочените прахове в индустриалните условия на наши фирми не се достигат оптималните механични характеристики, поради невъзможност да се спазят всички технологични параметри на цикъла на спичане подходящ за изделия от праховете ECOSint C и ECOSintHighCrA, изискващи закупуването на ново скъпо оборудване за синтерование на изделията. По тази причина бе потърсена възможност за съчетаване на технологията на спичане със следваща химико-термична обработка с цел подобряване на получените характеристики на изделията.

Целта на настоящата работа е да проследи влиянието на проведеното нискотемпературно газово карбонитриране (НТГКН) по различни режими върху корозионното поведение, повърхностната твърдост и микротвърдост на образци синтеровани от железни прахове ECOSint.

Методика:

• В настоящата работа са използвани следните материали: комплексно легирани железни прахове, производство на фирмата „Pometon Powder”, известни под търговското наименование ECOSint C (1,4%Cr) и ECOSintHighCrA (2,0%Cr). Съдържанието на Ni и Cu е ограничено до 1%, а концентрациите на Mo и Mn са съответно 0,8% и 0,2%. Химичният състав на праховете е посочен в табл.1, като технологията на пресоване и спичане на образците е съответно: едностранно пресоване при използване на

Табл.1. Химичен състав на използваните прахове на фирмата „Pometon Powder”

Материал	Химичен състав,%					
	Cr	Mo	Mn	Ni	Cu	C
ECOSINT C	1,4	0,8	0,2	1,0	1,0	0,6
ECOSINTHighCrA	2	0,8	0,2	0,4	0	0,7

пресово усилие $P=600\text{MPa}$; спичане -

в индустриални условия в тръбна пещ при $T=1140^{\circ}\text{C}$, $t=40\text{min}$, в защитна среда от $85\%\text{N}_2+15\%\text{H}_2$ и охлаждане в пещта. Образците са с размери $5\times 10\times 25\text{mm}$ и $10\times 10\times 25\text{mm}$.

- Процесът на карбонитриране е реализиран в лабораторна шахтова пещ с обем на ретортата 2 dm^3 . Режимът на карбонитриране е осъществен в среда амоняк и въглероден двуокис при съотношение $\text{HN}_3/\text{CO}_2 = 7,5/1$ при $T_{\text{гкн}}=560^{\circ}\text{C}$ (процес CARBONIT) и времена на насищане $\tau=30$ мин и $\tau=60$ мин. За осъществяването на зададените технологични варианти, образците са наситени в два отделни процеса с различна продължителност. След завършване на насищането образците се охлаждат в ретортата.

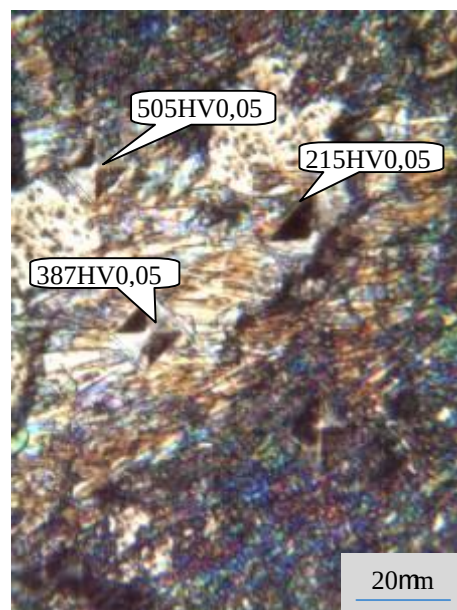
- Изследването на корозионното поведение (степената на катодна защита) на карбонитрирани образци е извършено, чрез използване на експресен метод - „капкова проба” с наситен разтвор на меден сулфат CuSO_4 във вода.

- Изследване на микроструктурата на посочените сплави след проведените процеси на ХТО е направено с помощта на металографски микроскоп “Neophot-2” и специализирана за металографски анализи дигитална камера „ProgRes CT-3”.

- За определяне на повърхностната твърдост на пробите е използван твърдомер Роквел като измерванията са по скала В (HRB) , а за повърхностна микротвърдост – микротвърдомер Викерс с натоварване $0,1\text{ кг}$ и приставка за определяне на микротвърдост „Hapemann” при натоварване 0.05 кг .

Резултати:

На фиг.1а и фиг.1б са отразени микроструктурите на синтерованите пробни тела от двата праха след спичането им в промишлени условия. Микроструктури на повърхностните слоеве на пробни тела от ECOsint C след газово карбонитриране са показани на фиг.2 и фиг. 3 , а на фиг.4 и фиг.5 аналогични за пробни тела от ECOsintHighCrA.



а

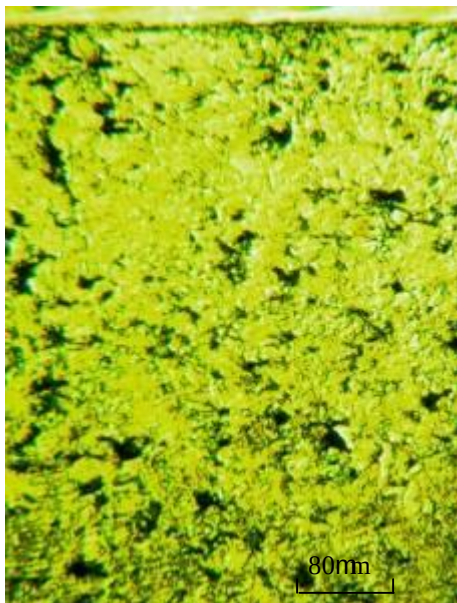


б

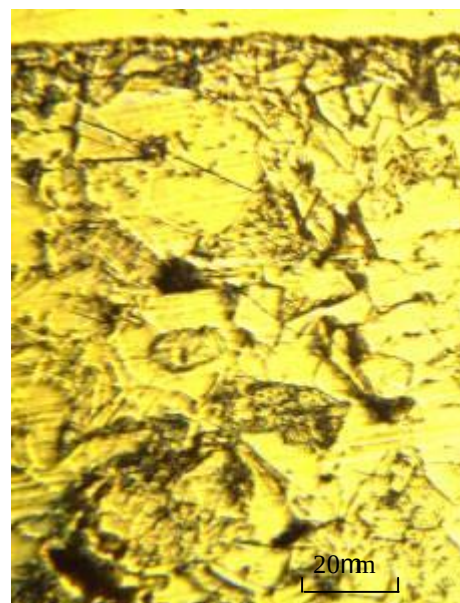
Фиг.1. Микроструктура на образци след синтероване:

а) ECOsint C; б) ECOsintHighCrA

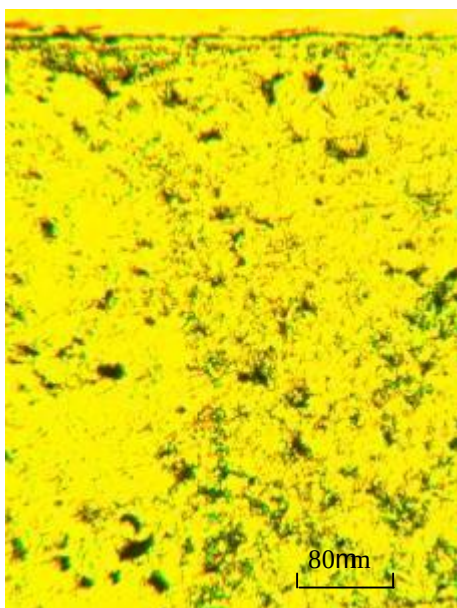
На фиг 6 и в табл.2 е отразена постигнатата повърхностна твърдост на изследваните синтеровани сплави след спичане и след проведените режими на газово карбонитриране. Дебелината на получените след химикотермично обработване, карбонитридни слоеве (т.н. „свързана зона” [2]) е отразена на фиг. 7.



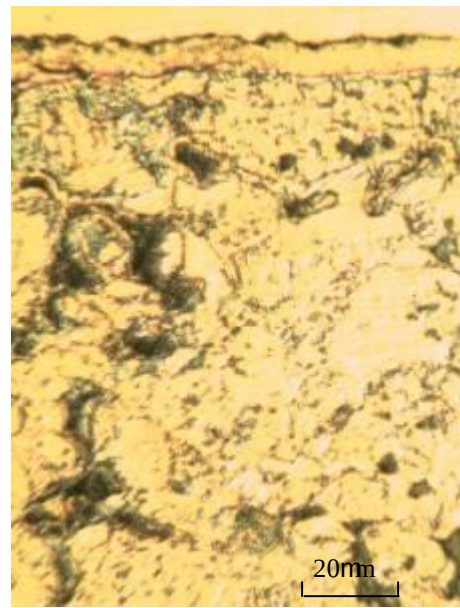
а



а



б



б

Фиг.2. Микроструктури на образци изработени от Ecosint C x125
а/ повърхност след НТГКН -30 мин ;
б/ повърхност след НТГКН -60 мин

Фиг.3. Микроструктури на образци изработени от Ecosint C x500
а/ след НТГКН 30мин x500;
б/ след НТГКН 60мин x500

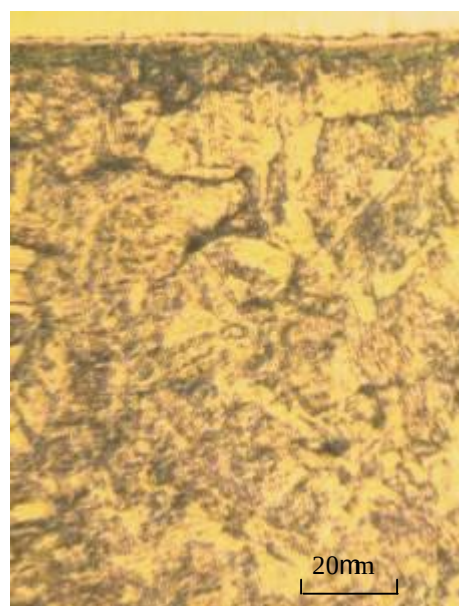


а

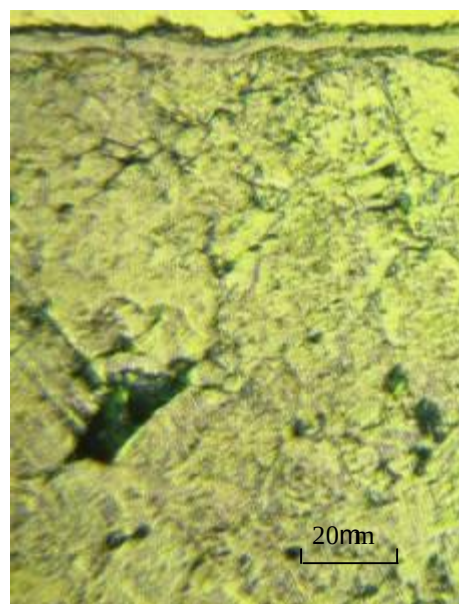


б

Фиг.4. Микроструктури на образци изработени от ECOSintHighCrA x125
а/ повърхност след НТГКН -30 мин ;
б/ повърхност след НТГКН -60 мин

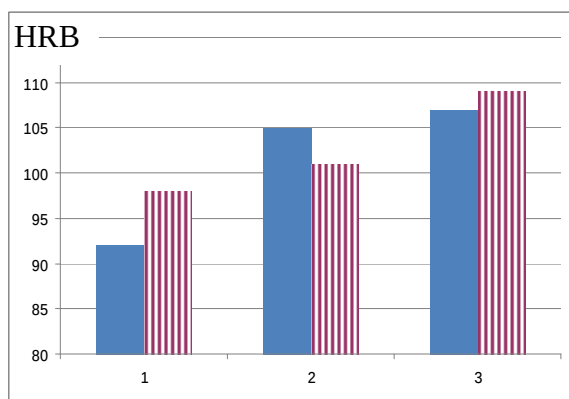


а



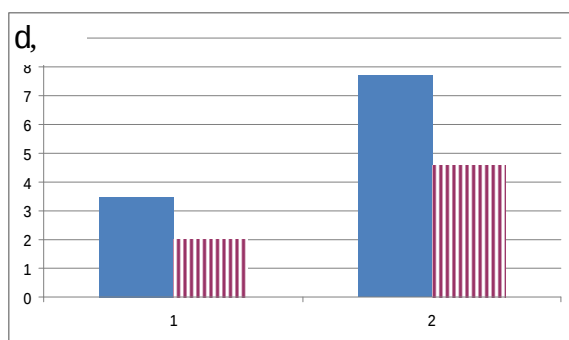
б

Фиг.5. Микроструктури на образци изработени от ECOSintHighCrA x500
а/ след НТГКН 30мин x500;
б/ след НТГКН 60мин x500



- Ecosint C
 - ECOsintHighCrA

Фиг.6. Повърхностна твърдост HRB_{ср} :
 1- след спичана; 2- след газово карбонитриране при 560° C, 30 min ; 3- след газово карбонитриране при 560° C, 60 min



- Ecosint C
 - ECOsintHighCrA

Фиг.7. Дебелина на карбонитридният слой след газово карбонитриране при 560° C: 1-30 min ; 2- 60 min

Табл.2 Повърхностна микротвърдост HV0.1 на използваните материали след проведените режими на химико-термично обработване

Материал	НТГКН 30 min	НТГКН 60 min
Ecosint C	567-635	615-645
EcosintHighCrA	643-725	541-618

Резултатите от направените капкови проби за оценка на качеството на катодна защита на получените повърхностни слоеве след газово карбонитриране са показани на фиг.8 за синтерованите проби от Ecosint C ,

а за ECOsintHighCrA , съответно на фиг.9 . За сравнение във фигурите са включени и резултати за пробни тела след спичане без проведено следващо химико-термично обработване.



Фиг.8. Резултати от капкова проба на пробни тела от Ecosint C с наситен разтвор на CuSO₄ във вода:
 а/пробно тяло след спичане; б/пробно тяло след спичане и газово карбонитриране-30 мин.
 в/ пробно тяло след спичане и газово карбонитриране-60 мин.



Фиг.9. Резултати от капкова проба на пробни тела от ECOsintHighCrA с наситен разтвор на CuSO₄ във вода:
 а/пробно тяло след спичане; б/пробно тяло след спичане и газово карбонитриране-30 мин.
 в/ пробно тяло след спичане и газово карбонитриране-60 мин.

Анализ на получените резултати:

Проведеният микроструктурен анализ на изследваните синтеровани сплави след провеждане на дифузионно насищане по два режима с различна продължителност на нискотемпературно газово карбонитриране показва, че на повърхността на изделията се изгражда карбонитриден слой от ϵ -карбонитрид и γ -нитрид с дебелина от 2-7,7 μm , като с увеличаване на времето на насищане средната дебелина на слоя нараства. Средната дебелина на карбонитридената зона в по-нисколегирания синтерован сплав Ecosint C е по-голяма- 3,5 и 7,7 μm , съответно при време на насищане 30 и 60 min в

сравнение с тази на EcosintHighCrA -2 и 4,6 mm (фиг.7) , което потвърждава твърденията на различни автори, че при по-голямо количество на легиращите елементи дифузията на азот и въглерод се затруднява и се изгряждат по-тънки повърхностни слоеве [2] . Изградените карбонитридни слоеве са сравнително плътни, като резултатите от капковата проба с меден сулфат (значително помедняване с характерна окраска се наблюдава само за спечените пробни тела без следваща химико-термична обработка) предполагат добра катодна защита на изделията от слабо агресивни среди. Микроструктурата в дълбочина на основният материал съответства на получената след спичане, като основно преобладава фина перлитно-сорбитна структура, като са налице и по-светли , вероятно бейнитно-мартензитни зони. Повърхностната микротвърдост след проведените режими на химико-термично обработване варира в диапазона 541 до 725 HV0,1 (Табл.2), съответстваща при таблично приравняване на 64 до 70HRC . Тези стойности надвишават посочените по каталожни данни за изследваните сплави, охладени с предписаната за тях скорост на охлаждане [1], [3] и са доказателство, че нискотемпературното газово карбонитриране с успех може да се използва за компенсиране на недостатъчната повърхностна твърдост на тези сплави след спичането им в промишлени пещи неосигуряващи предписаната за сплавите скорост на охлаждане.

Изводи:

1. Нискотемпературно газово карбонитриране при 560°C по процеса CARBONIT с продължителност 30 или 60 min с успех може да се прилага за повишаване на повърхностната твърдост и съответно износоустойчивост на синтеровани сплави от типа Ecosint C и EcosintHighCrA;

2. Сравнително тънките карбонитридни слоеве, съчетани с относително по-мека основа, получена при охлаждане след спичане с по-ниска от предписаната за сплавите скорост, предполагат използването на този вариант на химико-термично обработване за изделия работещи при по-малки контактни натоварвания, които да не водят до

разрушаване на тънкия твърд повърхностен слой;

3. При използване на нискотемпературното газово карбонитриране като технология за повишаване на корозионната устойчивост на сплави от типа Ecosint C и EcosintHighCrA, следва да се подбира режим с продължителност 30 min, а ако целим по-голяма повърхностна твърдост и износоустойчивост, следва да бъде предпочетен режим с продължителност 60 min.

4. Препоръчително е да бъдат изследвани корозионната устойчивост и износоустойчивостта на посочените сплави след комбиниран процес –карбонитриране с последващо оксидиране, при който порите в повърхностния карбонитриден слой, характерни при газово карбонитриране, биха се запълнили с окиси, като се предполага благоприятно въздействие върху тези свойства на синтерованите сплави.

Литература:

1. <http://www.pometon.com>, Pometon powder, Ecosint Advanced alloyed powders for sintering technology;
2. Русев Р.Д. Теоретично-експериментален анализ на системата Fe-C-N и приложението му в карбонитриращите технологии, Варна, 1997
3. S. Bueno, S Saccarola, A Karuppannagounder, A. Veiga, S. Sainz and F. Castro, Lean Cr-containing powders for obtaininig high performance PM steel grades.

За контакти

Технически университет-Варна
Катедра МТМ
ул. “Студентска”1А
9010 Варна
доц.д-р инж. Пламен Петров
тел.:0878 148 152
E-mail: petpl@abv.bg

ВЛИЯНИЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА ОКОЛНАТА СРЕДА ВЪРХУ ХИДРАВЛИЧНАТА МОЩНОСТ НЕОБХОДИМА ЗА РАБОТА НА ОСУШИТЕЛНАТА СИСТЕМА НА СУХОТОВАРЕН КОРАБ

Владимир Атанасов Йорданов

INFLUENCE OF ENVIRONMENTAL PARAMETERS ON THE HYDRAULIC POWER REQUIRED FOR THE OPERATION OF BULK CARRIER BILGE SYSTEM

Vladimir Atanasov Yordanov

Резюме: В статията са разгледани структурата и елементите на осушителна система на сухотоварен кораб за насипни товари и е извършено хидравличното им пресмятане. На основата на хидравличните изчисления на системата при тропически и северни условия на експлоатация, е извършено изследване на влиянието на параметрите на околната среда върху хидравличната мощност, необходима за работата на осушителна система на кораба. За целта са използвани и разработените от автора аналитични зависимости на плътността и вискозитета на морската вода от нейната температура.

Ключови думи: осушителна система, сухотоварен кораб, хидравлични изчисления, параметри на околната среда, хидравлична мощност

Abstract: This paper deals with the structure and elements of bulk carrier bilge system and their hydraulic calculation has been performed. Based on the hydraulic calculations of the system in tropical and northern operating conditions, a study of the influence of the environmental parameters on the hydraulic power required for the operation of the ship's system is carried out. For this purpose, analytical dependencies of the density and viscosity of sea water from its temperature, developed by the author are used.

Keywords: bulk carrier bilge system, hydraulic calculation, environmental parameters, hydraulic power.

1. Въведение

Осушителната система е една от трюмните системи на кораба и е предназначена за събиране и изхвърляне зад борд на трюмната вода. Трюмната вода попада и се натрупва в корабните отсеци по време на експлоатацията на кораба поради:

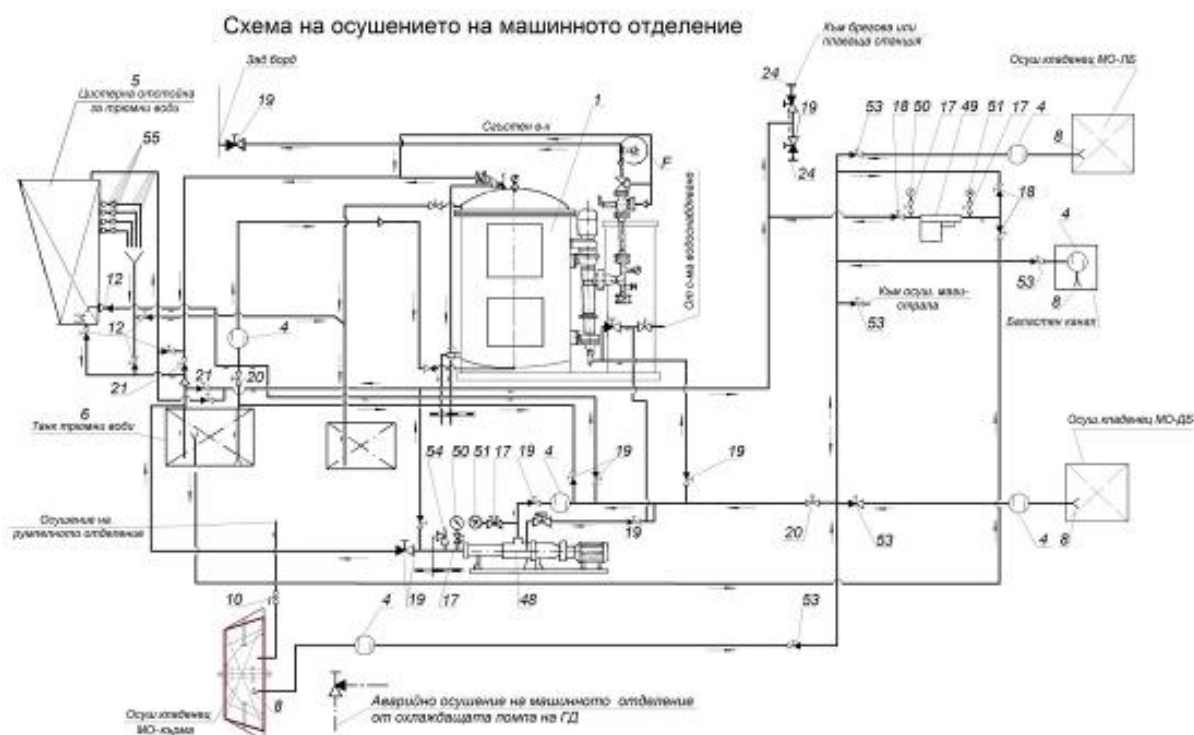
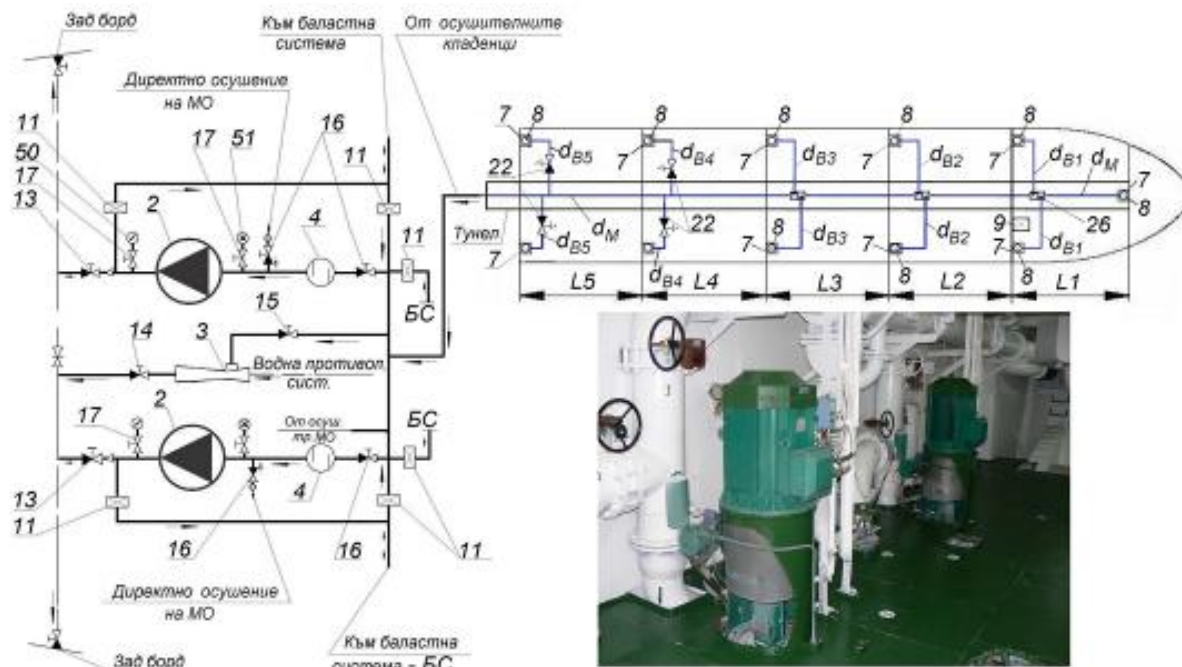
- неплътности на заваръчните шевове по външната обшивка, палубите и платформите;
- миене на палуби и различни устройства, ликвидиране на пожари;
- атмосферни явления (дъждове, бури, заливания от вълни) и проникване на вода през вентилационни шахти, газоходи, люкове и илюминатори;
- кондензиране на водни пари по детайлите на корпуса, устройствата и механизмите;
- течове от неплътности в съединенията на корабните тръбопроводи, арматура и цистерни.

За отстраняване на трюмната вода от вътрешността на кораба е необходимо параметрите на осушителната му система да отговарят на изискванията на класификационните организации. Определянето на тези параметри включва графична и изчислителна част, като на базата на главните размери на кораба и осушаваните отсеци, тяхното разположение и конструкция, се проектира принципната схема на системата и се определят размерите на тръбопроводите в различните участъци. На следващия етап се извършва хидравлично пресмятане на осушителната система и съответната необходима мощност на осушителната помпа. Изменението на тази мощност на помпата за осушителна система на сухотоварен кораб за насипни товари при различни условия на околната среда е изследвано в статията както следва.

2. Структура и елементи на осушителна система

Изследваната осушителна система се отнася за сухотоварен кораб за насипни товари (КНТ) с дедеуит 42600 т и със следните главни размери:

- пълна дължина – $L_{\text{overall}} = 186,45$ м
- дължина м/у перпендикулярите – $L_{\text{pp}} = 177$ м
- ширина – $B = 30$ м
- газене – $T = 11,79$ м
- височина на борда – $D = 16,20$ м.



Фиг.1. Схема на осушителната система и общ вид на осушителните помпи, разположени на плитовите в машинното отделение на кораба



Фиг.2. Общ вид на трюмния сепаратор (поз.1) на плитовете в машинното отделение на кораба

На фиг.1 е показана схемата на осушителната система на КНТ, която е линеен централизиран тип с тунелен кил, използваща невъзвратно-спирателни клапани и клапанни кутии с дистанционно управление. Системата от този тип (с отклонения от главен магистрален тръбопровод) е по-лека и по-евтина от лъчеобразната централизирана система, която е с по-голяма обща дължина на тръбопроводите.

Елементите от фиг.1, 2 и 3 са следните: 1 – трюмен сепаратор със степен на почистване 15 ppm; 2 – помпа осушителна центробежна самозасмукваща; 3 – ежектор водоводен стационарен; 4 – филтър проходен; 5 – цистерна отстойна за трюмни води; 6 – танк за трюмни води; 7 – осушителен кладенец; 8 – смукател; 9 – шахта на ехолота; 10 – клапан самозатварящ от осушението на румпелното отделение; 11 – клапани бъртерфлай (за връзка с баластната система-БС); 12 – вентили невъзвратно-спирателни към цистерна отстойна за трюмни води и към изхода зад борд; 13,16 – вентили невъзвратно-спирателни към помпата 2; 14,15 – вентили невъзвратно-спирателни към ежектора 3; 17 – вентил за манометър и за мановакууметър; 18 – вентили невъзвратно-спирателни към буталната осушителна помпа 49; 19 – вентил невъзвратно-спирателен; 20 – вентил спирателен; 21 – вентил невъзвратно-спирателен към танка за трюмни води; 22 – клапан невъзвратно-спирателен с

дистанционно хидравлично управление; 23 – компенсатор; 24 – фланцево съединение международен образец – изход; 25 – шибър; 26 – кутия едноклапанна невъзвратно-спирателна с дистанционно хидравлично управление; 48 – помпа осушителна винтова; 49 – бутална осушителна помпа; 50 – манометър; 51 – мановакууметър; 53 – вентили невъзвратно-спирателни към осушителните кладенци, към осушителната магистрала и към баластния канал; 54 – клапан предпазителен; 55 – вентили спирателни към цистерна отстойна (5).

На фиг.1 са означени дължините на съответните трюмове както следва:

$$L_1 - n_{шп1} \cdot l_{шп-нч} = 27,20 \text{ m} \quad (1)$$

$$L_2 - n_{шп2} \cdot l_{шп-сч} = 27,54 \text{ m} \quad (2)$$

$$L_3 - n_{шп3} \cdot l_{шп-сч} = 27,54 \text{ m} \quad (3)$$

$$L_4 - n_{шп4} \cdot l_{шп-сч} = 27,54 \text{ m} \quad (4)$$

$$L_5 - n_{шп5} \cdot l_{шп-сч} = 27,54 \text{ m} \quad (5)$$

$$n_{шп2} + n_{шп3} + n_{шп4} + n_{шп5} = 36 \quad (6)$$

, където

$-n_{шп1}$ = брой на шпациите в трюм №1;

$-n_{шп2}, n_{шп3}, n_{шп4}, n_{шп5}$ – брой на шпациите в трюм №2; №3, №4 и №5;

$-l_{шп-нч}$ = 0,680m – дължина на шпацията в носовата част на кораба;

$-l_{шп-сч}$ = 0,765m – дължина на шпацията в средната част на кораба.

3. Определяне размерите на тръбопроводите в различните участъци на системата

На първия етап на проектирането на осушителната система се извършва определяне на минималните вътрешни диаметри на главната осушителна магистрала и на нейните отклонения (branches) осушаващи отделните отсеци, съгласно изискванията на класификационните организации за морски кораби [1,2]:

$$d_M = 1,68 \cdot [L \cdot (B+D)]^{0,5} \quad (7)$$

$$d_{Bi} = 2,15 \cdot [l_i \cdot (b+D)]^{0,5} \quad (8)$$

, където:

d_M – вътрешен диаметър на главната осушителна магистрала, мм;

L – обща дължина на осушаваните отсеци в м, или $L = L_{PP}$;

d_{Bi} – вътрешен диаметър на i -тото отклонение, осушаващо i -тия отсек, мм;

l_i – дължина на i -тия осушаван отсек, м;

b – ширина на съответния осушаван отсек, м.

Впоследствие получените размери на диаметрите се закръглят към следващия по-голям номинален диаметър и се уточняват съобразно приетите стандартни размери (за външен диаметър- D и дебелина на стената- s) по БДС за стоманени тръби и съгласно изискванията на класификационните организации за минимална дебелина на тръбите на осушителната система. Резултатите от уточненото определяне на размерите на осушителните тръбопроводи за сухотоварния кораб са представени в табл.1.

	L	L1	L2	L3	L4	L5	S	D
	177	27,2	27,54	27,54	27,54	27,54	mm	mm
dm	176,92						6	194
d _{B1}		101,22					5	133
d _{B2}			101,69				5	133
d _{B3}				101,69			5	133
d _{B4}					101,69		5	133
d _{B5}						101,69	5	133
d _M	d _{B1}	d _{B2}	d _{B3}	d _{B4}	d _{B5}			
	182	123	123	123	123	123		

Табл.1. Уточнени резултати за размерите на тръбопроводите

След уточненото определяне на d_M се определя и производителността на всяка осушителна помпа Q (m^3/h) при условието за скорост на водата в главната осушителна магистрала да е не по-малка от 2 m/s :

$$Q = 0,005655 \cdot (d_M)^2 / 4 = 187,312 \quad (9)$$

4. Хидравлично пресмятане на осушителната система при два варианта на параметрите на околната среда

Методът за това пресмятане се базира върху метода за определяне на хидравличните загуби (от триене и от местни съпротивления) в сложен разклонен тръбопровод с отчитане на хидростатичното налягане в отделните участъци. За тази цел е разработена принципна изчислителна схема, като магистралният тръбопровод е разделен на 5 участъка с начало точка 1, която е най-отдалечена. Хидравличното пресмятане се извършва съгласно разработената схема от фиг.3 при три производителности на помпата ($Q/3$, $2.Q/3$ и Q) в таблична форма на Excel, като се определят следните параметри за всеки участък – ($i = 1 - 5$):

$$V = Q_{i-j} / (f_i \cdot 3600) \quad (10)$$

$$f_i = \pi \cdot (d_i)^2 / 4 \quad (11)$$

$$P_{FR} = \lambda \cdot l \cdot \rho \cdot V^2 / (2 \cdot d_i) \quad (12)$$

$$P_{LR} = \sum \xi_i \cdot \rho \cdot V^2 / 2 \quad (14)$$

$$Re = V \cdot d / \nu \quad (15)$$

, където:

V – скорост на водата от т.1 до т. j

f_i – площ на живото сечение на тръбата в участък i , m^2

d_i – вътрешен диам. на тръбата в участък i , m

P_{FR} – общо хидравлично съпротивление от триене в участъка i , Pa

P_{LR} – хидравлично местно локално съпротивление в участъка i , Pa

Re – число на Рейнолдс

λ – коефициент на хидравлично триене

l – дължина на правия участък от точка i до точка j (гл. фиг.3)

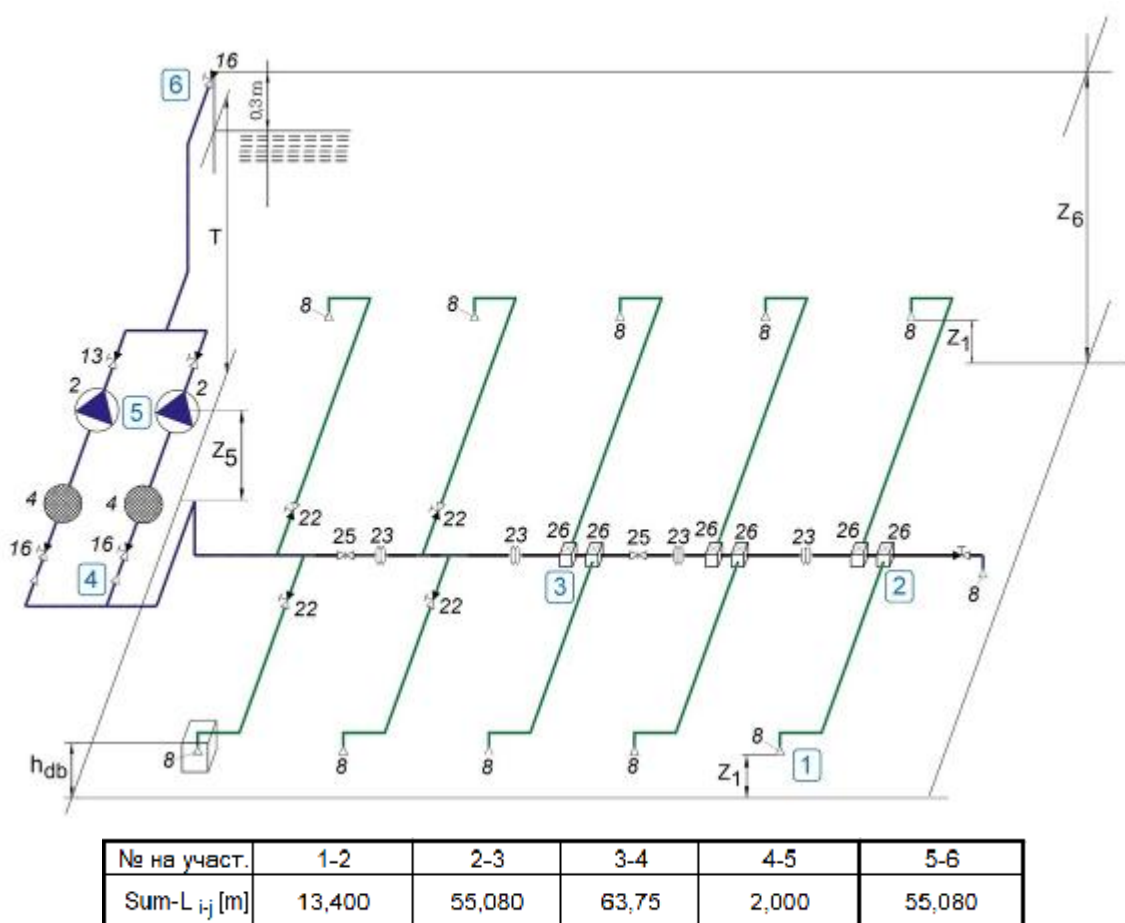
ρ – масова плътност на флуида, kg/m^3

χ_i – коефициент на местно локално съпротивление в участъка i

ν - кинематичен вискозитет на флуида, m^2/s

Коефициентът на хидравлично триене λ се определя в зависимост от режима на движение на течността и състоянието на вътрешната повърхност на тръбопровода и грапавостта на стените на тръбите. При това, еквивалентната геометрична грапавост е означена с K ($K=0,3mm$ -за тръби в

експлоатация), а относителната грапавост с $\epsilon=K/d_i$. За определянето на коефициентите на хидравлично триене при различна грапавост се използват множество емпирични зависимости, които имат различни области на приложение и важат за сравнително тесни граници на изменение на числото на Рейнолдс.



Фиг.3. Изчислителна схема за хидравлично пресмятане на осушителната система и дължини на съответните прави участъци от точка i до точка j

Хидравличното пресмятане на осушителната система се извършва при два варианта на параметрите на околната среда :

1/ при зимни условия, като температурата на морската вода е $2^{\circ}C$

2/ при летни условия, като температурата на морската вода е $32^{\circ}C$.

При това са използвани разработените от автора аналитични зависимости за кинематичния вискозитет и масовата

плътност на морската вода при средна соленост $35^{\circ}/_{\text{oo}}$ промила (грама на един литър) [3]:

$$\nu_{sw} = [1,31 \cdot 10^{-6} \cdot (t_{sw})^4 - 2,1 \cdot 10^{-4} \cdot (t_{sw})^3 + 1,45 \cdot 10^{-2} \cdot (t_{sw})^2 - 0,619 \cdot t_{sw} + 18,5] \cdot 10^{-7} \quad (16)$$

$$\rho_{sw} = 1,71 \cdot 10^{-18} \cdot (t_{sw})^4 + 1,85 \cdot 10^{-5} \cdot (t_{sw})^3 - 5,51 \cdot 10^{-3} \cdot (t_{sw})^2 - 5,05 \cdot 10^{-2} \cdot t_{sw} + 1030 \quad (17)$$

, където

ν_{sw} - кинематичен вискозитет на морската вода m^2/s

ρ_{sw} - плътност на морската вода, kg/m^3 :

t_{sw} - температура на морската вода, $^{\circ}C$.

Получаваме следните параметри:

1/при зимни условия $t_{sw}=2^{\circ}C$:

$\nu=17,3573 \cdot 10^{-5} [m^2/s]$

$\rho_{sw}=1027,875 kg/m^3$

2/при летни условия $t_{sw}=32^{\circ}C$:

$\nu=8,1046 \cdot 10^{-5} [m^2/s]$

$\rho_{sw}=1021,34 kg/m^3$

За определянето на коефициента на хидравлично триене λ за тръби, стоманени, с равномерна зърниста грапавост използваме следните зависимости:

I – $0 < Re < 2300$

$$\lambda = 64/Re$$

II – $2300 < Re < 3200$

$$\lambda = 2,7 \cdot Re^{-0,53}$$

III – $3200 < Re < Re'$ $Re' = 23/\varepsilon$

$$\lambda = 0,316 Re^{-0,25} \quad (18)$$

IV – $Re' < Re < Re''$ $Re'' = 560/\varepsilon$

$$\lambda = 0,1(1,46 \cdot K/d + 100/Re)^{-2}$$

V – $Re'' < Re$

$$\lambda = (1,14 + 2 \lg d/K)^{-2}$$

Съгласно структурата и елементите на осушителна система, съответните коефициенти на местно локално съпротивление и изчислената сума от тези коефициенти за всеки участък се представени в табл.2 и табл.3, като с п е обозначен броят на местните съпротивления.

		коэф.	участък			
№	име на местното съпротивление	ξ_{LR}	п	1-2	п	2-3
1	вход (изход)	0,500	1	0,500		0,000
2	коляно-90°	0,150	2	0,300		0,000
3	Тройник	0,100		0,000		0,000
4	Дифузор/Конфузор	0,170	1	0,170		0,000
5	Решетка	0,500		0,000		0,000
6	Вентил Нев.Спир.	1,250		0,000		0,000
7	Клапанна кутия	2,000	1	2,000	5	10,000
8	Шибър	0,300		0,000	1	0,300
9	Компенсатор	0,100		0,000	2	0,200
10	Filter	0,500		0,000		0,000
11	Sum (ξ_{LR})			2,970		10,500

Табл.2. Параметри на местните съпротивления от точка 1 до 3

№	име на местното съпротивление	коэф.	участък						
		ξ_{LR}	п	п	3-4	п	4-5	п	5-6
1	вход (изход)	0,500		0,00			0,00	1	0,50
2	коляно-90°	0,150	3	0,45	3		0,45	3	0,45
3	Тройник	0,100	5	0,50	5		0,00	1	0,10
4	Дифузор/Конфузор	0,170		0,00		1	0,17		0,00
5	Решетка	0,500		0,00			0,00		0,00
6	Вентил Нев.Спир.	1,250		0,00		1	1,25	2	2,50
7	Клапанна кутия	2,000		0,00			0,00		0,00
8	Шибър	0,300	1	0,30	1		0,00		0,00
9	Компенсатор	0,100	2	0,20	2		0,00		0,00
10	Filter	0,500		0,00		1	0,50		0,00
11	Sum (ξ_{LR})			1,45	1,45		2,37		3,55

Табл.3. Параметри на местните съпротивления от точка 3 до 6

5. Получени резултати от хидравличното пресмятане на осушителната система

Резултатите от хидравличното пресмятане са представени в таблична форма при три производителности на помпата ($Q/3$, $2 \cdot Q/3$ и Q) за всеки от петте участъка на осушителната система и при два варианта на параметрите на околната среда, както следва.

5.1.Получени резултати при зимни условия
Зимните условия са: $t_{sw}=32^{\circ}C$,
 $\nu=17,3573 \cdot 10^{-5} [m^2/s]$, $\rho_{sw}=1027,875 kg/m^3$.
За участъка 1-2 параметрите са определени при 50% производителност на помпата, тъй като участъкът е само за десния борт.

Parameter	Part of bilge pipeline		
	1 2	1 2	1 2
$Q_1 = Q$	$Q/8$	$Q/3$	$Q/2$
d	0,123	0,123	0,123
Sum- L	13,400	13,400	13,400
$f \cdot \pi \cdot d^5/4$	0,0119	0,0119	0,0119
Sum ($f \cdot L$)	2,970	2,970	2,970
Q_H	31,21860815	62,4372163	93,655824
V	0,730	1,450	2,199
Re	51717,213	103434,425	155151,638
λ	0,027226971	0,02594007	0,0254656
ρ	1027,875	1027,875	1027,875
F_{LR}	811,925	3094,309	5034,861
P_{LR}	812,998	3251,991	7216,980
P_L, P_{LR}, P_{H1}	1621,923	6346,301	14151,842

Табл.4. Получени резултати за параметрите на системата от точка 1 до 2 при зимни условия

За следващите участъци параметрите в последната колона са определени при 100% производителност на помпата, тъй като

главната магистрала вече обслужва и двата борда.

Parameter	Part of bilge pipeline		
	5-6	5-6	5-6
$Q_{ij} = Q$	Q/3	(2/3).Q	Q
d	0,182	0,182	0,182
Sum-L _{ij}	22,500	22,500	22,500
$f = \pi \cdot d^5/4$	0,026	0,026	0,026
Sum (ξ_{LR})	3,550	3,55	3,55
Q_{ij}	62,437216	124,87443	187,31165
V	0,667	1,333	2,000
Re	69903,185	139806,971	209710,456
λ	0,0246887	0,0236376	0,0231728
ρ	1021,340	1021,340	1021,340
P_{FR}	702,915	2565,946	5889,240
P_{LR}	810,879	3243,517	7297,913
$P_{ij} = P_{FR} + P_{LR}$	1513,694	5809,463	13187,153

Табл.5. Получени резултати за параметрите на системата от точка 5 до 6 при зимни условия

Q	62,4372163	124,8744326	187,3116489
P_{FR}	5289,010	20102,159	44350,627
P_{LR}	4894,804	19579,216	44053,235
sum P_{FR+LR}	10183,814	39681,674	88403,862
$F_{смак}$	28744,540	54842,631	96291,129
P_{W1}	97709,849	102109,618	109383,307
P_{oc}	127154,389	156952,249	205874,437

Табл.6. Получени резултати за параметрите на системата от точка 1 до 6 при зимни условия

Допълнителните означения в табл.6 са следните: P_{CM} – загуби на налягане в смукателната част на магистралата, Pa; $P_{НАГН}$ – загуби на хидравлично налягане в нагнетателната част на магистралата, Pa; P_{OC} – общи загуби на налягане в главния магистрален тръбопровод на осушителната система, Pa, Q - дебит на осушителната помпа, m³/h. Тези параметри са определени както следва:

$$P_{CM} = P_{1-2} + P_{2-3} + P_{3-4} + P_{4-5} + \rho \cdot g \cdot (Z_5 - Z_1) \quad (19)$$

$$P_{НАГН} = P_{5-6} + \rho \cdot g \cdot (Z_6 - Z_5) \quad (20)$$

$$P_{OC} = P_{CM} + P_{НАГН} \quad (21)$$

, където

Z_1 , Z_5 , Z_6 са вертикалните координати на съответните точки на системата от основната линия, определящи хидростатичното налягане което трябва да преодолее осушителната помпа поз.2.

5.2.Получени резултати при летни условия

При летни условия $t_{sw}=32^\circ\text{C}$,
 $v=8,1046 \cdot 10^{-5} \text{ [m}^2/\text{s]}$, $\rho_{sw}=1021,34 \text{ kg/m}^3$

Parameter	Part of bilge pipeline		
	1-2	1-2	1-2
$Q_{ij} = Q$	Q/6	Q/3	Q/2
d	0,123	0,123	0,123
Sum-L _{ij}	13,400	13,400	13,400
$f = \pi \cdot d^5/4$	0,0119	0,0119	0,0119
Sum (ξ_{LR})	2,970	2,970	2,970
Q_{ij}	31,21860815	62,4372163	93,655824
V	0,730	1,460	2,189
Re	110760,959	221521,917	332282,876
λ	0,025847985	0,02516813	0,0246789
ρ	1021,340	1021,340	1021,340
P_{FR}	765,930	2983,140	6581,590
P_{LR}	807,829	3231,316	7270,460
$P_{ij}=P_{FR}+P_{LR}$	1573,759	6214,456	13852,051

Табл.7. Получени резултати за параметрите на системата от точка 1 до 2 при летни условия

Parameter	Part of bilge pipeline		
	5-6	5-6	5-6
$Q_{ij} = Q$	Q/3	(2/3).Q	Q
d	0,182	0,182	0,182
Sum-L _{ij}	22,500	22,500	22,500
$f = \pi \cdot d^5/4$	0,026	0,026	0,026
Sum (ξ_{LR})	3,550	3,55	3,55
Q_{ij}	62,437216	124,87443	187,31165
V	0,667	1,333	2,000
Re	149709,867	299419,734	449129,602
λ	0,0235475	0,0228802	0,0222375
ρ	1021,340	1021,340	1021,340
P_{FR}	660,715	2567,966	5615,614
P_{LR}	805,724	3222,895	7251,514
$P_{ij}=P_{FR}+P_{LR}$	1466,439	5790,861	12867,128

Табл.8. Получени резултати за параметрите на системата от точка 5 до 6 при летни условия

Q	62,4372163	124,8744326	187,3116489
P_{FR}	4974,834	19341,654	42354,303
P_{LR}	4863,864	19454,734	43773,152
sum P_{FR+LR}	9838,518	38796,388	86127,455
$P_{смак}$	28312,511	53945,958	94200,758
P_{W1}	97050,994	101375,416	108451,684
P_{oc}	126363,505	155321,376	202652,442

Табл.9. Получени резултати за параметрите на системата от точка 1 до 6 при летни условия

5.3. Сравнение на получените резултати при зимни и летни условия

Хидравличната мощност на осушителната помпа зависи от производителността и напора на помпата, необходим за преодоляване на хидравличните загуби в системата. Тъй като необходимата производителност е постоянна и определена по формула (9), то сравнението на двата варианта се извършва по необходимия напор за преодоляване на хидравличните загуби в осушителната система.

Сравнението на получените резултати при зимни и летни условия са извършени по следните показатели в %:

$$dP_{FR} = 100 \cdot (P_{FR-Z} - P_{FR-L}) / P_{FR} \quad (22)$$

$$dP_{FR+LR} = 100 \cdot (P_{FR+LR-Z} - P_{FR+LR-L}) / P_{FR+LR-L} \quad (23)$$

$$dP_{CM} = 100 \cdot (P_{CM-Z} - P_{CM-L}) / P_{FM-L} \quad (24)$$

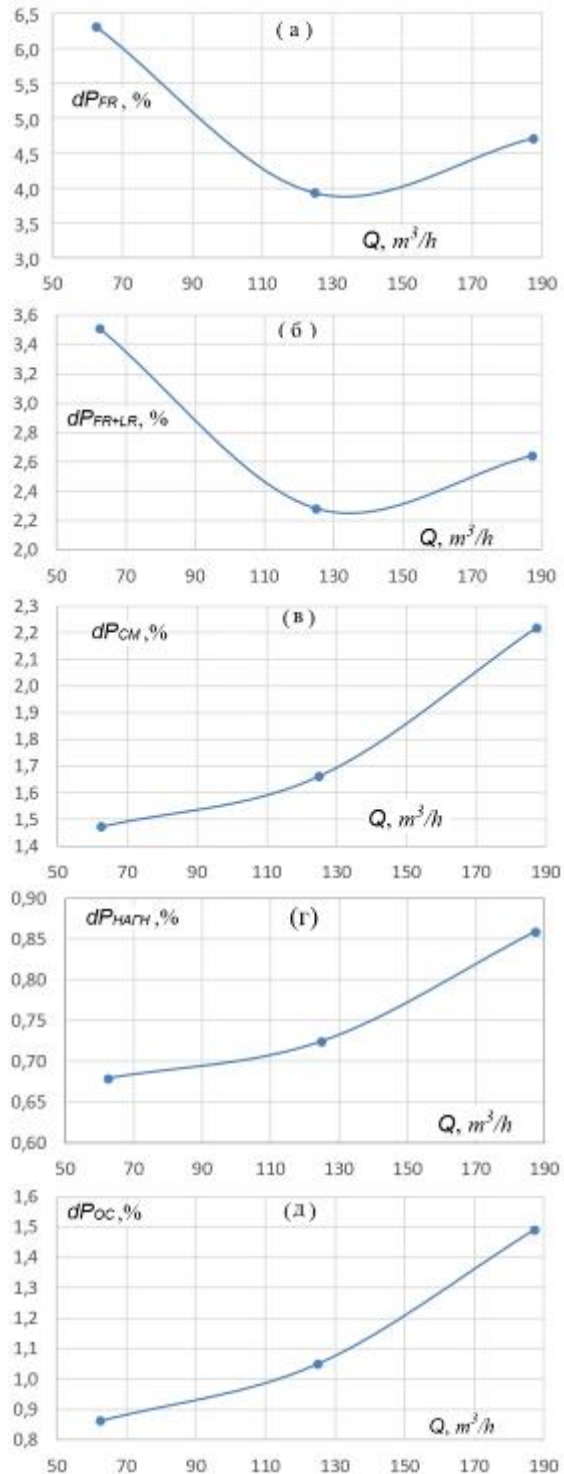
$$dP_{НАГН} = 100 \cdot (P_{НАГН-Z} - P_{НАГН-L}) / P_{НАГН-L} \quad (25)$$

$$dP_{OC} = 100 \cdot (P_{OC-Z} - P_{OC-L}) / P_{OC-L} \quad (26)$$

, където dP_{FR} - относителна разлика в необходимото налягане за преодоляване на загубите от триене в магистралния тръбопровод; dP_{FR+LR} - относителна разлика в необходимото налягане за преодоляване на хидравличните загуби от триене и от местните съпротивления в магистралния тръбопровод; dP_{CM} - относителна разлика в необходимото налягане за преодоляване на хидравличните загуби на налягане в смукателната част на магистралния тръбопровод; $P_{НАГН}$ - относителна разлика в необходимото налягане за преодоляване на хидравличните загуби на налягане в нагнетателната част на магистралния тръбопровод; P_{OC} - относителна разлика в необходимото хидравлично налягане за преодоляване на общите загуби на налягане в магистралния тръбопровод на осушителната система;

С индексите във формулите от (22) до (26) е означена валидността на индексирания параметри за зимния период със Z и за летния период с L.

Числените резултати са обработени на EXCEL и съответните показатели са приведени в графичен вид, както следва:



Фиг.4. Сравнение на различните показатели за необходимото хидравлично налягане в магистралния тръбопровод на осушителната система

6. Изводи

От получените резултати могат да се направят следните изводи:

1. Най-силно влияние оказват параметрите на околната среда върху необходимото налягане за преодоляване на загубите от триене в магистралния тръбопровод (фиг.4.а). При преход от летни към зимни условия на експлоатация се отчита относително повишаване на това налягане до около $4,7 \div 6,3\%$. С отчитането сумарно на хидравличните загуби от триене и от местните съпротивления при преход от летни към зимни условия, относителното увеличаване на необходимото налягане е около $2,6\%$ при 100% натоварване по дебит на помпата.

2. При преход от летни към зимни условия, влиянието на параметрите на околната среда върху сумарните хидравличните загуби (от триене и от местните съпротивления) в смукателната част на магистралния тръбопровод (фиг.4.в), е такова, че води до увеличаване на тези загуби до $2,2\%$. Увеличаването на тези хидравлични загуби в нагнетателния тръбопровод (който е с по-малка дължина) е около $0,86\%$, а с отчитането на общите хидравлични загуби преди и след осушителната помпа, тяхното увеличаване и съответното повишаване на необходимата хидравлична мощност за работа на осушителната система на сухотоварния кораб съставлява около $1,5\%$ (фиг.4.д).

Литература:

1. Хараланов Х., Петров Н. Корабни системи (ръководство за курсово проектиране), ВМЕИ-Варна, Варна, 1987.

2. Правила за класификация и строеж на морски кораби. Български корабен регистър, Варна 1991.

3. Yordanov V., Danilovskiy A., Aung H. Improvement of models for automated design of engine room arrangement on a transport ship. Fourteenth International Conference on Marine Sciences and Technologies, Black Sea 2018, October 10th-12th, 2018, Festival and Congress Centre - Varna, Bulgaria, Proceedings ISSN 1314 – 0957, pp 107– 113.

За контакти:

Владимир Атанасов Йорданов
Технически Университет – Варна,
България
Катедра „Корабостроене, корабни
машини и механизми”
9010 Варна, ул. „Студентска” № 1
e-mail: vyordanov02@gmail.com

For Contacts:

Vladimir Atanasov Yordanov
Technical University, Varna, Bulgaria
Naval Architecture and Marine
Engineering Department,
Bulgaria
9010 Varna, 1 Studentska str.
e-mail: vyordanov02@gmail.com

ПРЕСМЯТАНЕ НА УМОРНА ДЪЛГОТРАЙНОСТ ЗА МОРСКИ КОНСТРУКЦИИ

Йордан Бояджиев

Резюме: Настоящата разработка има за цел систематизация на последните изследвани върху дълготрайността на морските конструкции. Тя е част от серия изследвания и нейната цел са възможностите за бърза експертна оценка на резултатите от уморни изпитвания на пробни тела, получена след различна обработка. Тези резултати ще се използват за намиране параметрите на функцията на разпределение на границата на умора на реални детайли, работещи при променливи натоварвания.

Ключови думи: морски конструкции, разрушаване, граница на умора, експертна оценка

Въведение

Голяма част от елементите и конструкциите в техниката са подложени на действието на променливи, циклично повтарящи се натоварвания в процеса на експлоатация, в резултат на което в материалите се зараждат и развиват микропукнатини, които се разрастват в макропукнатини и детайлите се разрушават[1].

Процесът на постепенно натрупване на повреждания, в резултат на които настъпват необратими изменения в структурата, като промяна на дислокационната структура и плътността на ваканции, натрупването на микропори, микроповреждания и поява на микронапрежения води до промяна в свойствата и структурата на материалите до така нар. деградация на материала [2,3].

Механизмите на деградация на материалите са най-общо от[4]:

- Корозия (междукристална и под напрежение)
- Стареене
- Умора

В материалознанието, процесът на умора се дефинира като прогресивно и локализирано структурно увреждане, водещо до разрушаване на материала, което се случва, когато той е подложен на циклично натоварване[5,6]. Умората на инженерните материали е едно от най-сложните явления, поради многофакторността на процеса и най-вече поради това, че разрушаването на материала протича без наличието на големи, видими макропластични деформации и оттук

настъпването на разрушаване често е внезапно и неочаквано. В процеса на умора, ако цикличното натоварване се осъществява при напрежения над определена граница, ще започнат да се образуват микроскопични пукнатини на повърхността на метала. Тези уморни пукнатини, под влиянието на различни фактори (циклично натоварване с определени характеристики, обработване и състояние на повърхността, микроструктура, присъствие на окисляване, остатъчни напрежения, надрези, концентратори на напрежения, агресивна среда, температура и др.) започват да нарастват и в крайна сметка една от тях ще достигне критичен размер, в резултат на което металът ще се разруши.

Изключителната сложност на процеса на уморно разрушаване, както и силната му чувствителност към влиянието на различни структурни, конструкционни, технологични и експлоатационни фактори, налагат обединяване на усилията на учените от областите на механиката, материалознанието, физиката на твърдото тяло, с цел намирането на задоволително описание на уморния процес[7].

Механиката на разрушаването разглежда

състоянието на вече

съществуващата в материала пукнатина в условията на определено напрегнато или деформационно състояние.

Пукнатината се дефинира като специфичен дефект в твърдото тяло, състоящ се от две противоположни повърхнини с нарушени



между атомни връзки (бреговете на пукнатината) и тясна област във връзка на пукнатината с ненапълно разрушени връзки. Границата между тези две области се нарича фронт на пукнатината. Когато върху тялото се наложи някаква система външен товар, фронтът на пукнатината е зоната на максимална концентрация на напрежения и следователно най – вероятно място на разрушаване.

В зависимост от обекта, в който се развива пукнатината – чисто еластична или еластично – пластична непрекъсната среда, механиката на разрушаването се разделя на линейно – еластична (линейна) и линейно – пластична (нелинейна) механика на разрушаване.

Най-опасно и непрогнозируемо е крехкото разрушаване. То протича при отсъствие на пластична деформация, но може и да се предхожда от деформация ($\epsilon_{\max} < 0,2\%$) протекла при разпространение на пукнатината (квазикрехко) [8].

При съвременните подходи за техническата диагностика ресурсът се разглежда като случайна величина, а надеждността се разглежда като плътност на вероятността за отработка на изделието до отказ.

Експертната оценка следва следната последователност[4]:

- Класификация на елементи от оборудването, с потенциален риск от разрушаване
- Подбор на механизми на деградация
- Входни данни за техническа диагностика: степента на окрежкостяване на метала по образци-свидетели; резултати от безразр. контрол на метала и зав. съединения; термохидравлични анализи; цикли на натоварване.
- Модел(и) за пресмятания;

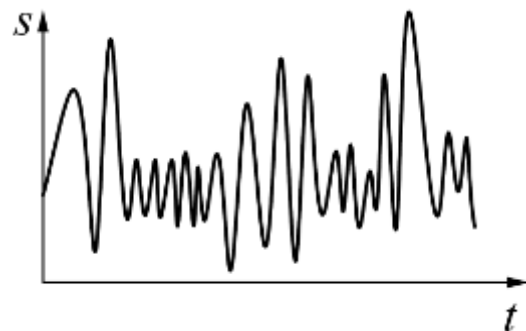
Голяма част от морските конструкции са подложени на действието на променливи, циклично повтарящи се натоварвания в процеса на експлоатация, в резултат на което в материалите се зараждат и развиват микроразрушения, които се разрастват в макропукнатини и детайлите се разрушават.

В настоящия доклад вниманието е съсредоточено върху изследване на уморната дълготрайност на морски конструкции, като вниманието е насочено към на най новите методиобогатена със съвременни средства.

Методика

Условна експертна оценка на металната конструкция - проверка на умора на материала.

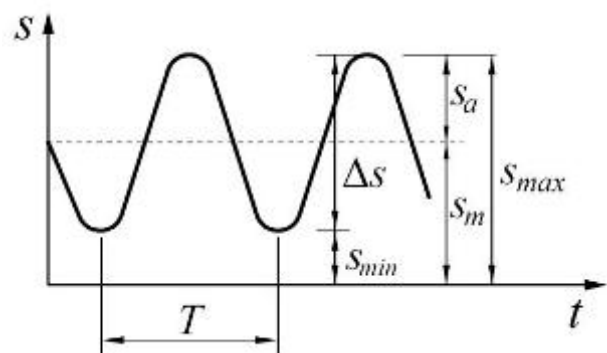
На фиг. 1. е показана примерна крива на изменение на напрежението в зависимост от времето t , като с s са означени напреженията – нормални или тангенциални. В най-общ случай напрежението може да се мени във времето по произволен закон[10].



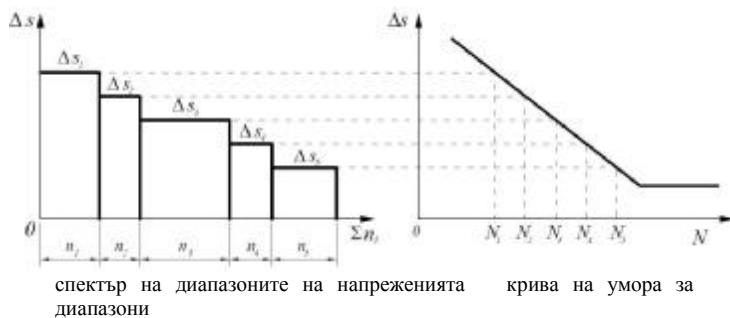
Фиг. 1. Примерна крива на изменение на напрежението[10]

Номенклатурата при умора е изградена на базата на напреженията с постоянна амплитуда и циклично изменение (фиг. 2). Основните характеристики на натоварването са следните:

$S_{\max}$ – максимално напрежение, $S_{\min}$ – минимално напрежение, S_m – статично (средно) напрежение, s_a – амплитудна напрежението,



Фиг. 2. Циклични напрежения с постоянна амплитуда[10]



фиг. 3. Определяне на повреда вследствие умора
(правило на Палмгрен-Майнър) [10]

Според линейното правило на Палмгрен-Майнър повреда от умора D при i на брой диапазони на напреженията (фиг.3) е:

$$(1) \quad D = \sum \frac{n_i}{N_i} \leq 1$$

където n_i е броят цикли с диапазон на напрежението Δs_i , а N_i – дълготрайността при Δs_i .

По своята същност повреда при умора D представлява сумарното относително повреждане при умора. Когато D достигне 1 (100%), тогава конструкцията ще загуби работоспособност поради нарастване на пукнатината до критичен размер и ще последва разрушение.

Въвеждането на диференциали на умората и интегрирането им, за да се определи дълготрайността при умора, е един нов подход. Той е предложен и развит от доц. дн Стефан Христов Стефанов и се нарича: „Интегриране на диференциалите на умора“ (ИДУ). Методът е признат от редица световни авторитети по умора на материалите. Въвежда се следното основно уравнение:

$$(2) \quad dD(s) = R(s)ds$$

където $dD(s)$ е диференциал на повреждането при умора, а $R(s)$ е интензивност на повреждането при умора. Натрупаната повреда $D_{\Sigma, T}$ за представителния интервал от време T се определя от зависимостта:

$$(3) \quad D_{\Sigma, T} = \int dD$$

Чрез директно интегриране на диференциалите на повредата се следва непосредствено самата траектория на съвместното изменение на компонентите на напрегнатото състояние. Чрез $D_{\Sigma, T}$ се изчислява дълготрайността N :

$$(4) \quad N = 1/D_{\Sigma, T}$$

, която представлява броя повторения на представителния интервал T и на представителните осцилограми в него. В случая единицата мярка на N е брой цикли.

Определяне на интензивността $R(s)$ и построяване на линията S - R

Функцията за интензивността на повреждането е :

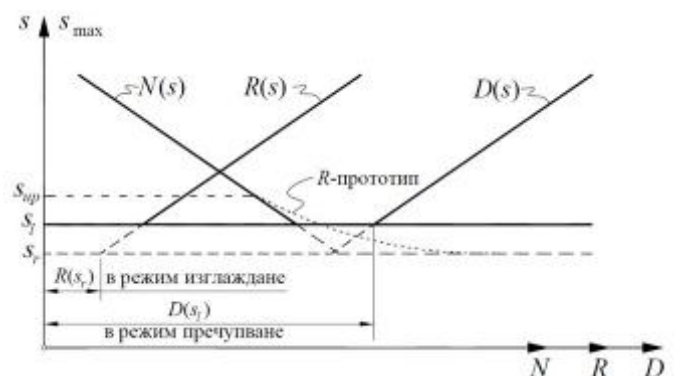
$$(5) \quad R(s) = \frac{ms^{m-1}}{i^* A}$$

където i^* е делител, отчитащ средното напрежение, а константата A е:

$$(6) \quad A = s_{\max}^m N$$

Чрез интегриране на уравнението(5) може да се получи функцията $D(s)$:

$$(7) \quad D(s) = \frac{s^m}{i^* A}$$



Фиг. 4. Примерни линии $N(s)$, $R(s)$ и $D(s)$ в двойнологаритмичен мащаб[10]

При достигане на нивото s_i (фиг. 4), без значение при натоварване или разтоварване, към повредата трябва да се добави $D(s_i)$. По този начин се получава точно възпроизвеждане на входната s - N линия. Този режим на възпроизвеждане на s - N кривата се нарича импулсен режим. Той има две

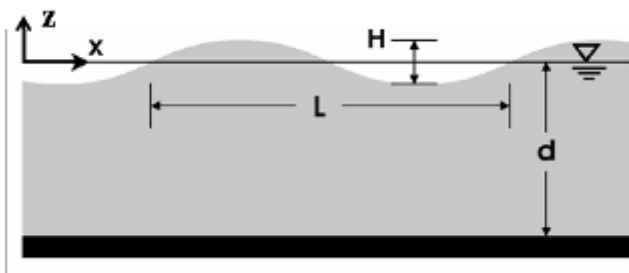
разновидности: пиков и размахов. Ако не се отчита добавката $D(S_l)$ към повредата, то изходната $s-N$ линия ще се отклони от правата линия при $S < S_l$.

Съществува хоризонтален участък на кривата $s-N$, както реално е при част от материалите. Тази идеализирана крива на умора се нарича R-прототип. Тя е гладка крива и при нея липсва внезапната добавка към повредата $D(S_l)$. Този режим е наречен гладък. Въвежда се една нова граница $S_r < S_l$. Тя разделя функцията на интензивността на повредата на нулева и ненулева област. При $S \leq S_r$ интензивността на повредата $R(s)=0$, а при $S > S_r$ $R(s)$ се определя по формула(5) [10].

Моделен анализ

Произход и кинематика на вълните

Класическата теория на вълните е разработена от Airy и Laplace. Повърхностните вълни във водните площи се образуват от вятъра над тях, който чрез кохезионни и адхезионни сили увлича водните частици и ги ускорява. Ако посоката и силата на вятъра остават постоянни или ако силата на вятъра се засили при относително запазване на посоката, то се образуват почти периодични вълни (фиг.5).



Фиг. 5. Онагледяване параметрите на вълната

L - дължина на вълната [m],

H - височина на вълната, $H = 2z$ [m] $H_{rms} = 1.208m$

T - период на вълната [s]. ($T = 5$ s-среден период на вълните)

Дължината на вълната L може да се пресметне, според линейната теория на вълните, по изрази:

$$(8) \quad L \approx \frac{g \cdot T^2}{2 \cdot \pi} \text{ [m]}$$

, където - $g = 9,81 \text{ m/s}^2$ - константа на земното ускорение

Средната височина на вълната H_m се определя по формулата:

$$(9) \quad H_m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n H_i \text{ [m].}$$

Статистически е установена квадратичната средна стойност на височина на вълната $H_{rms} = 1.208m$

На всяка височина на вълната съответства различен период и дължина на вълната. Чрез статистически наблюдения е доказано, че независимо от голямото разнообразие на височини на вълните в спектъра на естественото вълнение, техните периоди и съответно честоти малко се различават. Поради този факт, за изчисления се използва средната стойност за T – (период на вълната) от 5 секунди.

Моделиране на натоварването

Основен елемент на неподвижните морски конструкции се явява цилиндрична колона. За да определим силата с която вълната действа на колоната използваме Формула на Morison за сила на вълната, действаща върху неподвижна конструкция:

$$(10) \quad dF_x = c_m \cdot \rho \cdot \frac{\pi \cdot D_s^2}{4} \cdot dz \cdot \frac{\partial u}{\partial t} + c_d \cdot \frac{\rho}{2} \cdot D_s \cdot dz \cdot |u| \cdot u$$

където:

dF_x - хоризонталната сила, действаща върху конструкция с размери dz и D_s в следствие на вълната [N],

c_m -коефициент, отчитащ инерционността, ($c_m=1+c_a$ [-]), c_a -коефициент, отчитащ хидродинамичната маса [-],

коефициентът c_m – е в граници 0,95 – 2,0

$\rho = 1025 \text{ kg/m}^3$ - средна плътност на морската вода,

c_d - коефициент, отчитащ вискозността [-], коефициентът c_d е в граници 0,8 – 1,4

D_s - диам. на цилиндричната конструкция [m],

dz - размер на хоризонталната шайба [m],

t - време [s],

u - хоризонтална скорост на вълната [m/s],

z - координата, перпендикулярна на морското ниво [m].

Обект на изследване

Умората на материала има особено голямо значение за съоръжения, подложени на променливо натоварване, каквито са морските конструкции, подложени на цикличното действие на вълните.



Фиг. 6. Платформа на мидена ферма



Фиг. 7 . Автоматичен предупредителен фар.

Литература

1. Иванова Й., Т. Парталин, Изследване на деградация на стомана вследствие на умора, в: Материали от Национална конференция “Акустика 2012”, Година XIV, Брой 14, Декември 2012 г., стр. 46-61.
2. Анчев В., Физика на металите, ВМЕИ-София, 1990.
3. Христов Ст., Изпитване на материалите, ВМЕИ-София, 1989.
4. Димова Галя, Подходи за провеждане на техническа диагностика на корпуси на реактори, тип ввер 1000, в: http://www.bgns.bg/web/pub/bgns/Hall_PODHODI_DIAGNOSTIKAI_2011_Bansko_dimova.pdf
5. Suresh S., Fatigue of Materials. Cambridge Univ. Press, Cambridge, UK, 1998.
6. Miller K. J., Metal fatigue – past, current and future, Proc. Inst. Mech. Engrs., London, 1991.
7. Николова Л.В, Йорданова Р. М., Тодорова З. С., Ангелова Д.Г.,

Найденова З. Н., Йорданов Б., Влияние на структурата на стомани върху процеса на умора, в: Научни известия на НТСМ, Година XX, Брой 1 (133), Юни 2012, стр. 74-77.

8. Русева Е., Изпитване на материалите и безразрушителен контрол, ТУ-Варна, 2004 год.
9. Лаков М., Воденичаров Ст., Нейчев Д., Влияние на процесите на стареене върху остатичния ресурс на съоръжения от АЕЦ, http://www.iaea.org/inis/collection/NCLCcollectionStore/_Public/35/047/35047075.pdf
10. Киндова-Петрова Д., Изследвания на умора при строителни конструкции, автореферат на дисертационен труд за присъждане на образователна и научна степен доктор, УАСГ, София, 2014, 51 стр.

За контакти:

9010 Варна, ул. „Студентска” № 1
Технически Университет – Катедра ММЕ
Йордан Бояджиев
e-mail: j_boyardjiev@abv.bg

МЕТОДИКА НА ИЗСЛЕДВАНЕ КОРОЗОУСТОЙЧИВОСТТА НА МЕТАЛИТЕ С ПОМОЩТА НА ГАЗОРАЗРЯДНА ВИЗУАЛИЗАЦИЯ

GAS DISCHARGE VISUALIZATION METHOD OVER METALS REGARDING TO THEIR CORROSION RESISTANCE

Стефан Тенев, Евгени Малев, Гергана Русева

Резюме: Поставена е цел да се използват съвременните постижения в областта на материалознанието, екологията, електрониката и комуникациите - информационни технологии за разработване на съвременни методи и устройства за диагностика на материали и обекти от различно естество. Изследвана е възможност за използване на технологията на газоразрядната визуализация (GDV) за оценка на процесите и явленията, които работят върху обекти от различни области.

Ключови думи: диагностика, газоразрядна визуализация, околна среда, металознание, медицина, растениевъдство, електроника

Abstract: The research intention is the use of modern achievements in the field of materials science, ecology, electronics and communication - information technologies for development of modern methods and devices for diagnostics of materials and objects of different nature. The paper explores the possibility of Gas Discharge Visualization (GDV) technology to be used to evaluate processes and phenomena that operate on objects from different areas.

Keywords: Gas Discharge Visualization, Plant Production, Material Science, Medicine, Ecology

I. ВЪВЕДЕНИЕ

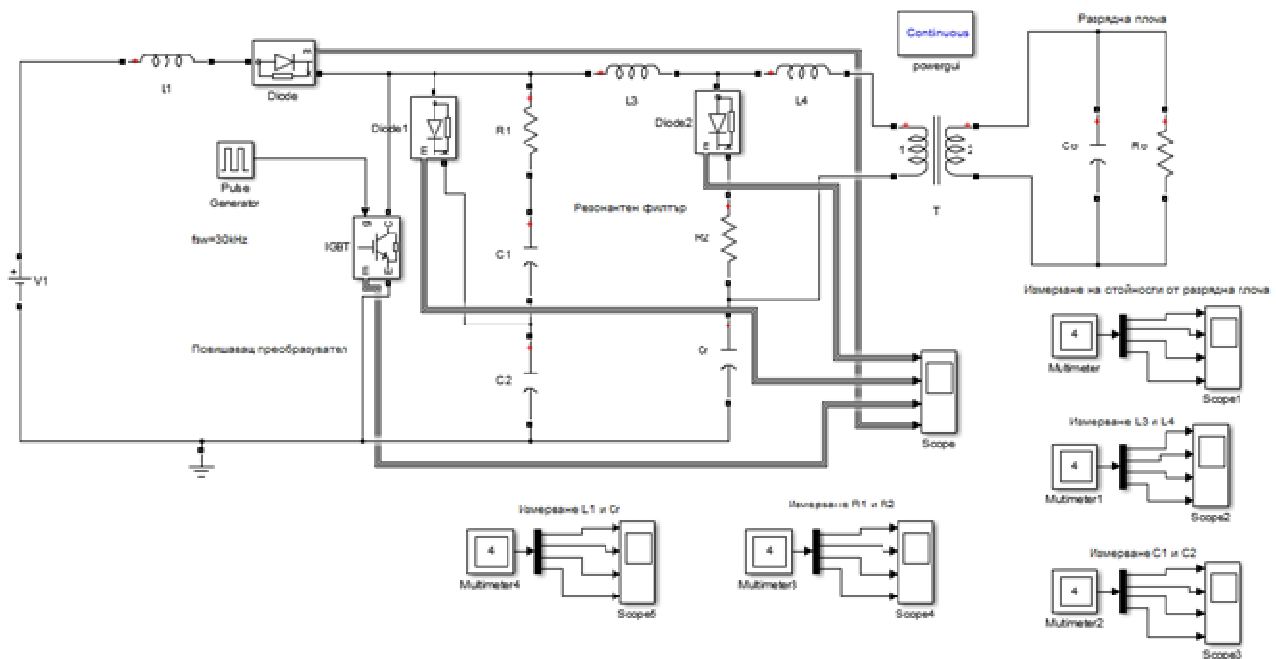
Едно от перспективните направления за диагностика на технически, биологични, екологични и други системи се явява методът газоразрядна визуализация (ГРВ). В основата на метода лежи получаването на информации за вътрешните свойства на различни обекти чрез компютърен анализ на характеристиките на изображенията на индуцираното сияние на газовия разряд в близост до тези обекти във на електромагнитни полета с високо напрежение [1]. Технологията ГРВ е известна като универсален, бърз и сигурен метод и с успех се използва в широк спектър на живота от космонавтика до селско стопанство.

Поставени са цели за внедряване на съвременни методи, диагностика на технически, биологични и екологични системи; изследване и проектиране на мобилни приложения с използване на облачни технологии за мониторинг на сложни системи.

II. ИЗЛОЖЕНИЕ

За постигането на формулираните цели са поставени следните основни задачи: да се изследват методи за формиране на газоразрядни изображения във въздушна среда и избор на оптимални параметри на тяхното генериране; изследване възможностите на софтуера на мобилни телефони за обработване параметрите на ГРВ изображенията; изследване и симулации на алгоритми, включващи елементи на изкуствен интелект, за подкрепяне вземането на решения за диагностициране на био обекти; разработване метод за качествен контрол на метални конструкции, както и съставяне система за оценка на повърхностното състояние на изследваните обекти; създаване опитен образец на портативно устройство (апаратен комплекс) за снемане на параметри на ГРВ изображения (с временно използване на лицензионно програмно осигуряване, предоставено от друга фирма).

За създаването на лабораторно устройство е изследвана схема (фиг. 1) за генериране на високо напрежение с високи честоти.



Фиг.1. Принципна схема на „плазма генератор“ с повишаващ преобразувател и с IGBT ключ в Simulink на MatLab

Софтуерната платформа MatLab дава големи възможности за изследване и математически изчисления на един електронен преобразувател. Същата позволява да се измерят стойностите на ток и напрежението на всеки един елемент от схемното решение и да се зададат параметри в голям диапазон на елементите, като трансформатори, индуктори и други. В симулационният модел е използван DC/DC преобразувател с честота на превключване – 30kHz. Трансформаторът е със съотношение на преобразуване на входното напрежение в диапазон от 20 – 100 V до 15 kV и с честотен диапазон – 1 - 22kHz. Токът през ТХО блока достига до 50mA.

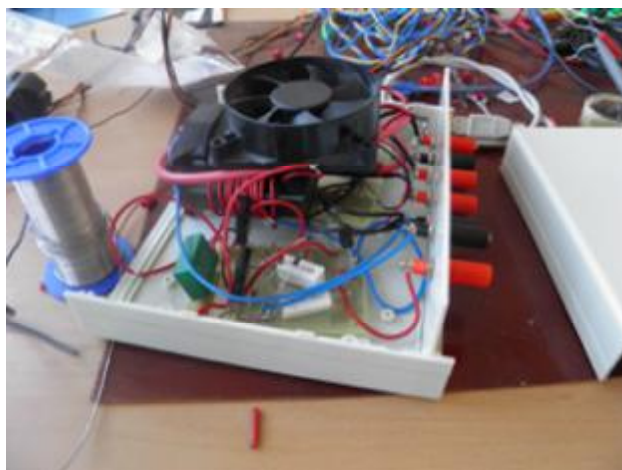
Принципната схема е заимствана от К. Йонг-Нонг и К. Чин-Минг [2]. Изборът на подобна схема е направен поради това, че предлаганите продукти на пазара до голяма степен не отговарят на характеристиките, които са нужни за да се реализира преобразувателят.

Тази схема е най-универсалния модел за проектиране на подобен преобразувател. Тя може да се разглежда, като набор от отделни блокове или звена (токоизправител, инвертор, преобразувател, филтър, трансформатор). При нужда от промяна на някои от параметрите на

преобразувателя, всеки един от блоковете се заменя с друг - с по-голяма функционалност. Промяна на връзката между отделните звена спрямо изходните параметри може по-лесно да се оразмери, чрез изведените формули за входните и изходните параметри на преобразувателя.

С други думи, чрез изведените формули могат да се изчислят новите изходни данни при подмяна на даден блок от системата (инвертор, филтър или друг). Схемата е захранвана с входно напрежение от 220V с честота от 50Hz. Минималното изходно напрежение има стойност от 8kV, а изходната честота се изменя до 22kHz. Схемата е доста адаптивна: може да бъде доработена за целите на различни изследвания в медицината, екологията, материалознанието и други области на науката.

В електрониката, все по – голямо приложение намират генераторите на високо напрежение (фиг. 2). Те са изградени от един основен умножител на напрежение, съставен от n на брой последователно свързани полупроводникови диоди и кондензатори (високочестотен трансформатор).



Фиг. 2. Генератор на високо напрежение

Представени са изследвания за установяване на зависимост между входното напрежение и отделената температура при работа на импулсен генератор за високо напрежение 15kV (таб. 1),

U, V	T ₁ , °C	T ₂ , °C	I, A	T _p , °C
2,7	33,7	35,5	1,29	43,9
3	38	39,3	1,45	46,8
3,2	40	42	1,54	48,5
3,4	44	53	1,62	51,2
3,6	47	55	1,75	52,3
3,8	58	64	1,84	54,9
4	63	66	1,89	55,7

Таблица 1. Температурни зависимости в системата

където: U – входно напрежение; T₁ – температура на намотката за ниско напрежение; T₂ – температура на намотката за високо напрежение; T_p – температура на радиатора на биполярния транзистор; I – входен ток.

От дадените стойности може да се проследи промяната на температурите на високочестотния трансформатор и на радиатора на биполярния транзистор в зависимост от промяна на входното напрежение, респективно входния ток. Чрез изследването се добива представа за консумираната мощност от прибора и отделянето на топлина от трансформатора, така могат да се определят коефициентите на

топлоотдаване. Данните могат да се използват за проектиране на делител на напрежение и допълнителни схеми за защита на транзистора. Това от своя страна дава възможност на преобразувателя да работи с по-ниски напрежения, да има по-нисък входен ток и да консумира по – малко енергия. Не на последно място е и възможността за избор на конкретно охлаждане за системата. Температурата е измерена посредством инфрачервен термометър с висока точност.

Изследвана е зависимостта между входното напрежение и температурата на импулсен генератор на високо напрежение – 20kV. От стойностите на таб. 2 може да се проследи температурната промяна на корпуса на преобразувателя T_к, от двете му страни (намотка за ниско и намотка за високо напрежение), в зависимост от изменението на входното напрежение, съответно входния ток.

U, V	T ₁ , °C	T ₂ , °C	I, A	T _к , °C
2,7	30,4	36,1	1,3	41
3	30,6	38,8	1,69	42,3
3,2	30,7	41,2	1,92	44
3,4	31	44,6	1,96	47,9
3,6	31,5	46,5	2,1	48,2
3,8	32	49,1	2,11	49
4	37	50,3	2,12	49,5
4,2	42	50,8	2,12	50,4
4,4	48	51	2,12	50,8
4,6	50,6	52,5	2,12	51,9
4,8	50,8	53,3	2,12	53
5	51	54,5	2,12	55
5,2	52,7	55,7	2,12	55,5
5,4	53	56,2	2,12	56,6
5,6	57,6	57,6	2,12	60,2
5,8	58,7	59	2,12	60,4
6	59,4	59,4	2,12	61,5

Таблица 2. Температурна зависимост на времето за работа на генератора, при входно напрежение 4,6 V и разстояние между изходните електроди - 5mm

Това изследване дава представа за консумираната мощност от прибора и степента на топлообменност на корпуса. Както при гореспоменатото изследване за

импулсен генератор на високо напрежение – 15kV, тук също може да се проектира делител на напрежение, осигуряващ възможност на преобразувателя да работи с по – ниски напрежения, по – нисък входен ток и съответно да консумира по – малко енергия и да се избере конкретно охлаждане за системата.

Важен показател в изследването на високоволтови високочестотни източници за захранване са данните снети при измерването на температурата от импулсен генератор за високо напрежение – 20kV, за времеви интервал от 10 секунди. Така може да се направи оценка на надеждността на прибора и да се определи дали настъпва деструкция на SMD елемент или клон от веригата - таб. 3.

Време, s	T ₁ , °C	T ₂ , °C	T _K , °C
0:40	28	29	29
1:40	32	35	36,7
2:40	35	37,2	40
3:40	38,6	39	44
4:40	40	43	47
5:40	44	48	50
6:40	49,7	50	57
7:40	52	52	60
8:40	55	54,9	62
9:40	55,7	58	63

Таблица 3. Температурни промени на импулсен генератор за високо напрежение – 20kV, за времеви интервал от 10 секунди

От зависимостта между изходната честота и изходното напрежение се установява дали честотата се променя в съответните граници със съответната точност при промяна позицията на превключвателя. Това твърдение може да се проследи от данните показани в таб. 4. Използван е генератор на високи честоти, при различни режими на превключване.

Чрез характеристиките определени между два пина, се установява, към коя част от веригата са свързани двата извода и може да се уточни – изходния пин за заземяване на високото напрежение, изводите за обратна връзка и други.

При включен превключвател J5	
Честота, kHz	Изходно напрежение, V
10	2,8
20,78	2,75
22	2,71
30	2,68
40	2,55
60	2,52
70	2,4
80,66	2,56
При включен превключвател J4	
1	1,97
3,2	1,95
5	1,94
10	2,17

Таблица 4. Зависимост на изходна честота и изходно напрежение

В таб. 5 и 6 [3] са представени изследвания за откриване на RLC параметри между изходните пинове на два изследвани блока ТХО. Благодарение на тези параметри може да се проектира еквивалентен модел на паразитните компоненти на умножителя на напрежение.

Измерена стойност между изводи	Импеданс, Z	Съпротивление, R	Паразитна индуктивност, L	Паразитен капацитет, C
1 и 2	0,8kΩ	0,5Ω	0.42μH	125pF
1 и 3	1270kΩ	24kΩ	-202 H	125pF
1 и 4	20mΩ	0,8kΩ	-	126pF
2 и 3	1270kΩ	0,8kΩ	-200 H	-
1 и 5	42mΩ	0,8kΩ	-200 H	-
6 и 2	1,5MΩ	29kΩ	-200 H	105pF
7 и 2	-	1,1Ω	-240 H	-
8 и 12	8MΩ	190kΩ	8.2μH	18pF
11 и 12	2Ω	2Ω	62μH	-
10 и 12	0,8Ω	1,4Ω	280μH	353μF
9 и 12	0,6Ω	4,9Ω	-193H	90 μF
1 и 12	12kΩ	23kΩ	-	131pF

Таблица 5. Изходни характеристики на изводи на ТХО 1-439-256-21

Измерена стойност между изводи	Импеданс, Z	Съпротивление, R	Паразитна индуктивност, L	Паразитен капацитет, C
1 и 2	0,8kΩ	0,5Ω	0,42μH	125pF
1 и 3	1270kΩ	24kΩ	-202 H	125pF
1 и 4	20mΩ	2kΩ	-	126pF
2 и 3	1270kΩ	2,4kΩ	-200 H	-
1 и 5	42mΩ	0,8kΩ	-200 H	-
6 и 2	3MΩ	29kΩ	-200 H	105pF
7 и 2	-	1,1Ω	-240 H	-
8 и 12	8MΩ	190kΩ	-202 H	18pF
11 и 12	2Ω	2Ω	-202 H	-
10 и 12	0,8Ω	1,4Ω	280μH	353μF
9 и 12	0,6Ω	18Ω	-193H	90 μF
1 и 12	25kΩ	23kΩ	-	131pF

Таблица 6. Изходни характеристики на изводи на TXO 1-439-331-41/LB96

Измерено е напрежението U_1 за блок TXO 1-439-256-21 и U_2 – TXO 1-439-331-41/LB96 на съответните изходни пинове. От стойностите на таб. 7 на напреженията се установява дали изходния пин е извод от някой клон под напрежение или има друго приложение. В зависимост от стойността на напреженията в съответствие от подредбата на изводите, се разбира, как е структуриран и секциониран, умножителя на напрежение.

Извод	U_1 , V	U_2 , V
1	78	2
2	80	2,31
3	92	2,5
4	78	3,1
5	90	3,25
6	3	4
7	60	4,1
8	120	2,9
9	36	3,9
10	70	3,8
11	62	2,4
12	64	3,1

Таблица 7. Изходни напрежения между TXO 1-439-256-21 и TXO 1-439-331-41/LB96

Установените разлики между данните в таблицата могат да се дължат на къси съединения между някой от пиновете или от дългото използване на блока. За съставянето на система за оценка на повърхностното състояние на изследвани обекти са разгледани метални обекти, като са заснети, от вече съществуващ ГРВ прибор, образувалите се ореоли на светене от газовия разряд. Данните са обработени и определени следните параметри: площ на обекта, коефициент на формата на ореола, фракталност по изолинии, сумарен интензитет.

Анализирани са 4 броя образци подложени на ГРВ преди и след поставянето им в корозионна среда за 48 часа. На фиг. 3 са представени реално заснетите обекти (Дуплексна стомана 2205 / S31803 Стандарт: ASTM / ASME 2205 (00Cr22Ni5Mo3N / S31803) в уреда за диагностика.



Фиг.3. Изследвани образци

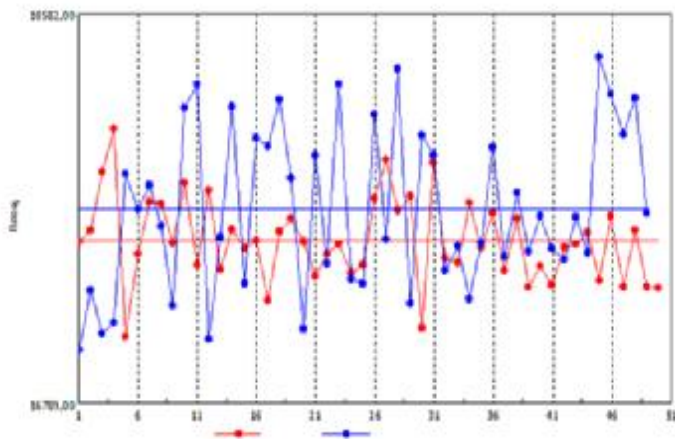
Образците са престояли в корозионен разтвор и след това са извадени, почистени и изсушени (фиг. 4).



Фиг. 4. Изследвани образци след корозия

Извършеното изследване е илюстрирано, чрез представените по – долу резултати, получени за образец №1.

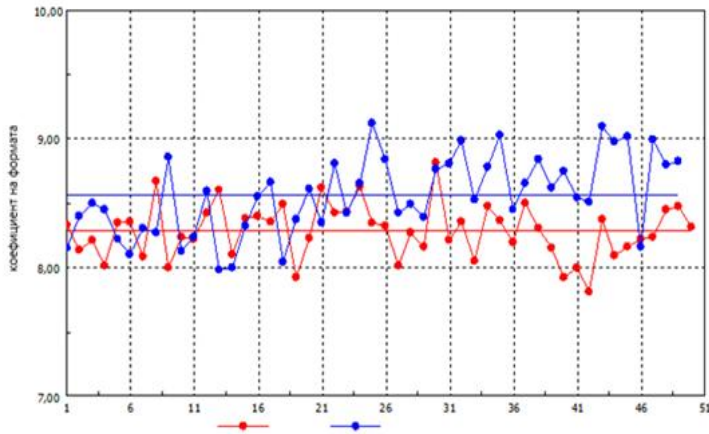
Отчетена е значителна разлика в някои точки на измерването в площта на образца преди и след подлагане в корозионна среда – фиг. 5.



Фиг. 5. Графични данни за площта на образец №1 от ГРВ анализ

Площта е величина, изразяваща големината на даден двуизмерен обект. Тя е двуизмерен аналог на едномерната дължина и триизмерният обем. В случая има изменение на параметъра преди (червена линия с точка - ПК) и след (синя линия с точка - СК) поставяне на образца в корозионна среда.

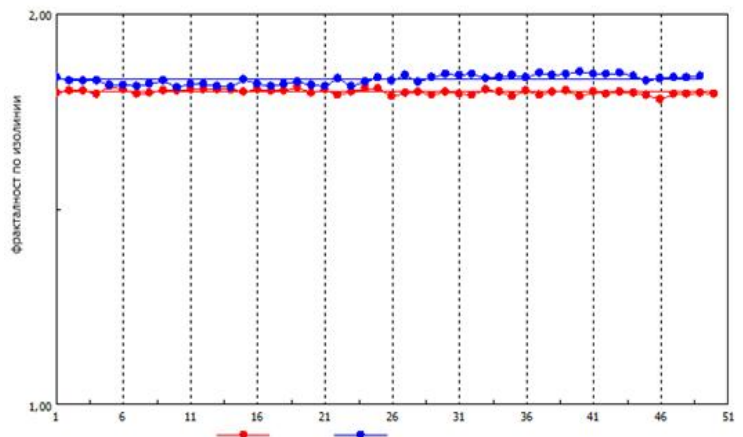
На фиг. 6 е отчетен коефициентът на формата на образца.



Фиг.6. Графични данни за коефициента на формата за образец №1 от ГРВ анализ

Наличието на корелация между две величини не предполага задължително наличие на причинно-следствена връзка между тях. Като пример в случая може да бъде дадена разликата ПК - преди поставянето на образца в корозионна среда. Отчетените стойности са с минимални разлики от СК – след поставянето и изследването на образца.

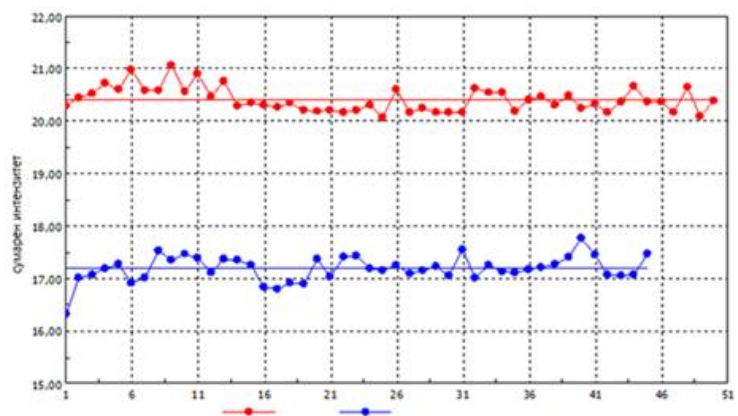
Сравнителният анализ на фракталността по изолинии е изобразена на фиг.7.



Фиг.7. Графични данни на фракталността по изолинии за образец №1 от ГРВ анализ

Фракталът е структура, за която се установява нетривиално само подобие със собствените ѝ части. Фракталът, както и нашите обекти могат да бъдат разгледани и представени като геометрични обекти. От диаграмата се установява разликата, която е малка и почти незначителна след провеждане на експеримента в корозионна среда.

На фиг. 8 е представен сумарният интензитет на обект №1.



Фиг.8. Графични данни на сумарният интензитет за образец №1 от ГРВ анализ

Интензитетът е основна векторна характеристика на електрическото поле равна на отношението на силата, действаща на точков електрически заряд в дадена точка от полето, към големината на заряда. Изменението в площта е

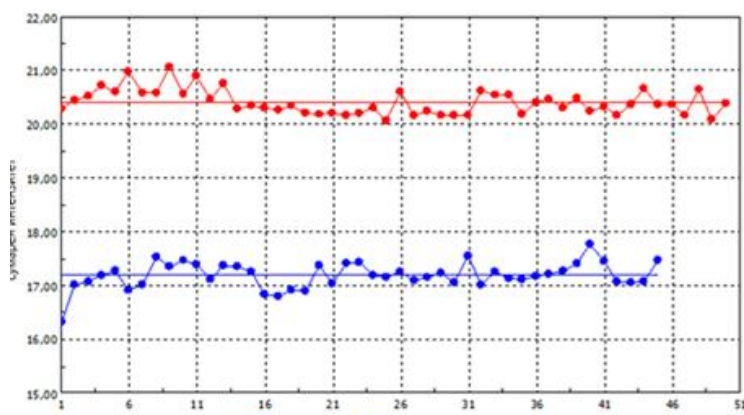
възможно поради отлагането на NaCl по повърхността на изследваният обект.

ГРВ позволява представянето на характерни особености, като самоподобността и възпроизвеждането на цялостната структура независимо от увеличението.

Фракталът, както и нашите обекти могат да бъдат разгледани и представени като геометрични обекти.

В случая има еднаквост в данните на сумарният интензитет на двата образца №1 (фиг.8) и №2 (фиг.9) в характеристиката след подлагането им в корозионна среда. При оформянето на резултатите е възможно смущение на сигнала и поради това е допустимо неточно отчитане на съответния параметър.

Анализите не могат да бъдат напълно достатъчни, тъй като липсват изследвания в областта с метални предмети чрез ГРВ-анализ.



Фиг.9. Графични данни на сумарния интензитет за образец №2 от ГРВ анализ

III. ПОЛУЧЕНИ РЕЗУЛТАТИ. ИЗВОДИ

От проведените изследвания са получени следните резултати: създадени са математически модели за високочестотен газоразряд близо до универсален сензор и генератор за получаване на високочестотно електромагнитно поле. Направен е експеримент, ГРВ методът да се прилага в археологията (изследвани са старинни монети и други артефакти, намерени във Варненския регион).

Създадени са два експериментални диагностични прибора на базата на газоразрядна визуализация (ГРВ), върху които са приложени формулирани хипотези и са верифицирани научни резултати от предхождащи изследвания. Хардуерът на комплекса е разработен по методиката на проф. Г. Маклаков. Създадените ГРВ прибори са ориентирани преди всичко към изследване параметрите на околната среда и в областта на металознанието (свойствата на метали и сплави).

IV. ЛИТЕРАТУРА:

- [1]. Iovine J. Digital Kirlian Photography: Photographer's Guide for Shooting Spectacular Kirlian Photographs that Command Attention Kindle. New York, Books on Demand, 2016.
- [2]. C. Yong-Nong*, K. Chih-Ming Design of Plasma Generator Driven by High-frequency High-voltage Power Supply.

За контакти:

гл. ас. д-р инж. Стефан Тенев,
Катедра "Механика и машинни елементи"
при МТФ на ТУ-Варна ,
ул. Студентска № 1,
507М, тел. +35952383502,
e-mail: stefan.i.tenev@gmail.com

ОТРАЖАТЕЛНИ ФРЕНЕЛОВИ АНТЕНИ С КРИВОЛИНЕЙНИ ДИСКРЕТНИ РЕФЛЕКТОРИ

Любомир Петров Камбуров

Резюме: Прототип на френеловите антени (ФА) в оптиката са известните зонирани пластини на Френел. Независимо дали ФА са от проходен или отражателен тип, работната повърхност съответно на лещата или рефлектора се състои от дискретни части, които са в определена зависимост от зоните на Френел, разположени върху тази повърхност. Принципиална особеност на тези антени е, че фокусираща система може да бъде произволна криволинейна повърхност. Класическите ФА отстраняват тези участъци от фронта на вълната, които имат деструктивен ефект в точката на приемане, поради което са с ниска ефективност. За повишаване на тяхната ефективност, при отражателните ФА, допълнително дефазиране на противофазните зони може да се направи, чрез разполагането им на определено разстояние от работната повърхност. Обект на изследване в настоящата публикация са отражателни ФА с конични и сферични рефлектори с повишена ефективност. Зонирането на криволинейни повърхности от една страна дава възможност за допълнителна оптимизация на антенните параметри, но от друга е свързано с усложняване на конструкцията, тъй като плоските пръстени са най-технологични. Разгледан е възможен компромисен вариант със замяната на криволинейните зони с плоски такива, които отразяват същата част от фронта на падащата вълна. В тези конструкции, плоските пръстени са разположени по профила на криволинейната повърхност. Предложен е математичен модел за оразмеряване на тези антенни конструкции. Проведени са числени експериментални изследвания с програмата за електродинамично моделиране FEKO. Направена е съпоставка на получените резултати с плоски рефлекторни антени.

Ключови думи: френелови зони, зонирани лещи и антени, криволинейни дискретни рефлектори

Abstract: A prototype of Fresnel antennas (FA) in optics is the well-known Fresnel zone plates. Does not matter if the FA is of transmission or reflection type, the working surface of the lens or reflector consists of discrete parts which are in certain dependence from the Fresnel zones situated of this surface. The principal special feature of these antennas is that the focusing systems can be an arbitrary curvilinear surface. The classical FA removed these parts from the wavefront which has a destructive effect in focal point, therefore are with low effectiveness. To increase their effectiveness for reflector FA there can be done an extra phase shift of anti phase zones, by deploying them on a certain distance from the working surface. The subject of the study in this article is the reflector FA with conical and spherical reflectors with increased efficiency. Zoning of the curvilinear surfaces of the one part gives possibility of extra optimization of antenna's parameters and of other part is linked to increased complexity of the construction as the flat rings are of high technology. It was also considered a compromise with change of the curvilinear surfaces with flat ones which reflect the same part of the wave front of the falling wave. In these constructions the flat rings are situated along the profile of the curvilinear surface. A mathematic model is offered for measuring of these antennas's construction. Numerical experimental investigations were carried out with a program for electrical dynamic modeling FEKO. We compared also the results obtained with the flat reflector antennas.

Key words: Fresnel zones, zone plate lenses and antennas, curved discrete reflectors.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

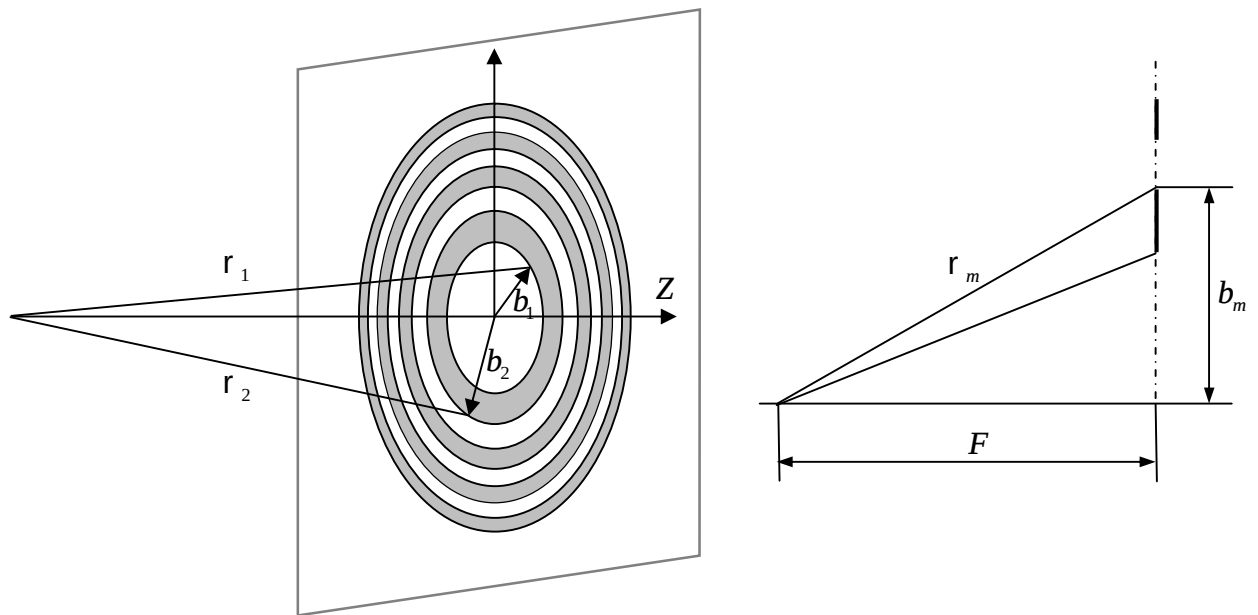
Едно от перспективните направления
Въведение

Класическата плоска френелова леща (фиг. 1) е от проходен тип и се състои от непропускащи пръстени, разположени в четните (или нечетните) зони на Френел [1]. Непропускащите пръстени обикновено са отразяващи и тя фокусира в няколко фокуса, които са симетрично разположени спрямо

равнината на разполагане на пръстените. Радиусите на френеловите зони се определят съгласно израза [2]:

$$b_m = \sqrt{(2F + a_m)a_m} \quad (1)$$

където F е фокусното разстояние, l - дължината на вълната, m - номера на зоната и $a_m = ml/2$.

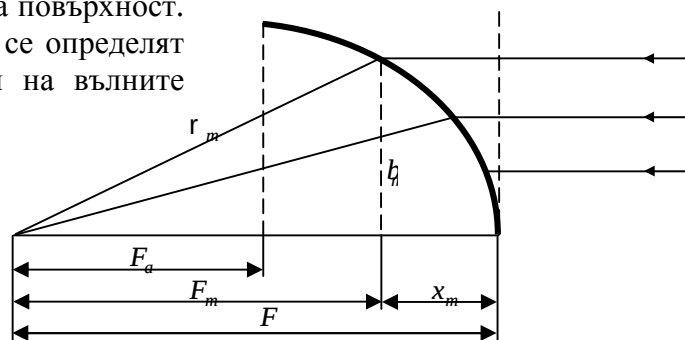


Фиг. 1 Зонирана пластинка

На този принцип ролята на фокусираща система може да се изпълнява от произволни гладки ососиметрични криволинейни повърхности (фиг. 2). При ФА с плоски фокусиращи системи, увеличаването на броя на зоните води до съществено намаляване на тяхната ширина, което затруднява практическата им реализация. Използването на криволинейни повърхности при проходни ФА, дава възможност за получаване на по-широки зони при равни други условия. Основата на криволинейната повърхност може да се приеме за базова апертура, а разстоянието от фокуса до нея за базово фокусно разстояние F_a . Броят на френеловите зони, които могат да бъдат разположени на такава криволинейна повърхност, съпада с броя на френеловите зони, които се съдържат в базовата апертура, съгласно ф-ла (1), при замяната на F с F_a и не зависи от вида на конкретната повърхност. Радиусите на френеловите зони се определят от условието разликата в пътя на вълните

между фокусното разстояние F и разстоянието от върха на криволинейната повърхност до сечението, съдържащо границата на m -тата зона x_m и от нея до облъчвателя r_m да бъде m пъти половин дължина на вълната (т.е. $x_m + r_m = F + a_m$). С отчитане на горното и от геометрични съображение, границите на френеловите зони се определят от съвместното решение на уравнението, описващо криволинейната повърхност и уравнението за радиусите на френеловите зони върху плоскост с фокусно разстояние равно на разстоянието от облъчвателя до равнината на разполагане на съответната граница F_m [3, 4]:

$$\begin{cases} b_m = f(F_m) \\ b_m = \sqrt{(2F_m + a_m)a_m} \end{cases} \quad (2)$$

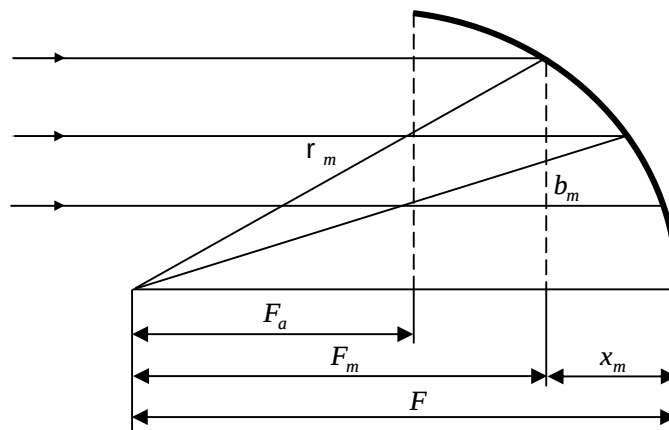


Фиг. 2 Проходна ФА с криволинейна фокусираща система

При използването на криволинейни фокусиращи системи, условието за симетрично разположени фокуси относно базовата апертура вече не се изпълнява. Следователно криволинейна повърхност със зададени габарити ще има едно и също фокусно разстояние при използването и в проходна и в отражателна ФА, ако е зонирана по различен начин и съответно ще има различен брой зони.

Конфигурация на отражателни ФА

Конфигурация на отражателна ФА с криволинейна фокусираща система е представена на фиг. 3. Както и при проходните ФА, облъчвателят е разположен във фокуса на зонираната фокусираща система, в началото на координатна система X, Y, Z . Но за разлика от проходните ФА, при отражателните падащата вълна и облъчвателят се намират от една и съща страна на фокусиращата повърхност.



Фиг. 3 Отражателна ФА с криволинейна фокусираща система

При определяне на границите на френеловите зони, може да се приеме, че в повечето практически случаи разстоянието от границата на m -та френелова зона до облъчвателя r_m е по-малко от пътя на вълната от сечението, съдържащо тази граница до върха на криволинейната повърхност x_m и обратно до облъчвателя F , като разликата в двата пътя също трябва да бъде m пъти половин дължина на вълната (т.е. $r_m + a_m = x_m + F$). С отчитане на горното и от геометрични съображение както при проходните ФА, границите на френеловите зони се определят от съвместното решение на уравненията:

$$\begin{cases} b_m = f(F_m) \\ b_m = \sqrt{(3F - F_m - a_m)(F - F_m - a_m)} \end{cases} \quad (3)$$

Числени експерименти на ФА с криволинейни фокусиращи системи

Разгледани са криволинейни фокусиращи системи разположени на конична и сферична

повърхности. При всички антенни конструкции работната честота е 10 GHz и фокусното разстояние $F = 696,7$ mm. При проходните ФА базовото фокусно разстояние е $F_a = 500$ mm, а радиусът на базовата апертура $b_7 = 340,6$ mm. Както се вижда от последното обозначение, броят на френеловите зони които могат да се разположат върху фокусиращите системи на проходните ФА със зададените параметри е $m = 7$. Освен това за полуъгъла на разтвора на конуса се получава $\alpha = 60^\circ$, а за радиуса на сферичната повърхност $R = 393,3$ mm. С отчитане на ф-ла (2) за радиусите b_m и положението x_m на френеловите зони се получават следните изрази за конична повърхност:

$$b_m = \frac{a_m - \sqrt{a_m(a_m + 2F \tan(\alpha)^2 + a_m \tan(\alpha)^2)}}{\tan(\alpha)} \quad (4)$$

$$x_m = \frac{a_m - \sqrt{a_m(a_m + 2F \tan(\alpha)^2 + a_m \tan(\alpha)^2)}}{\tan(\alpha)^2} \quad (5)$$

и за сферична повърхност:

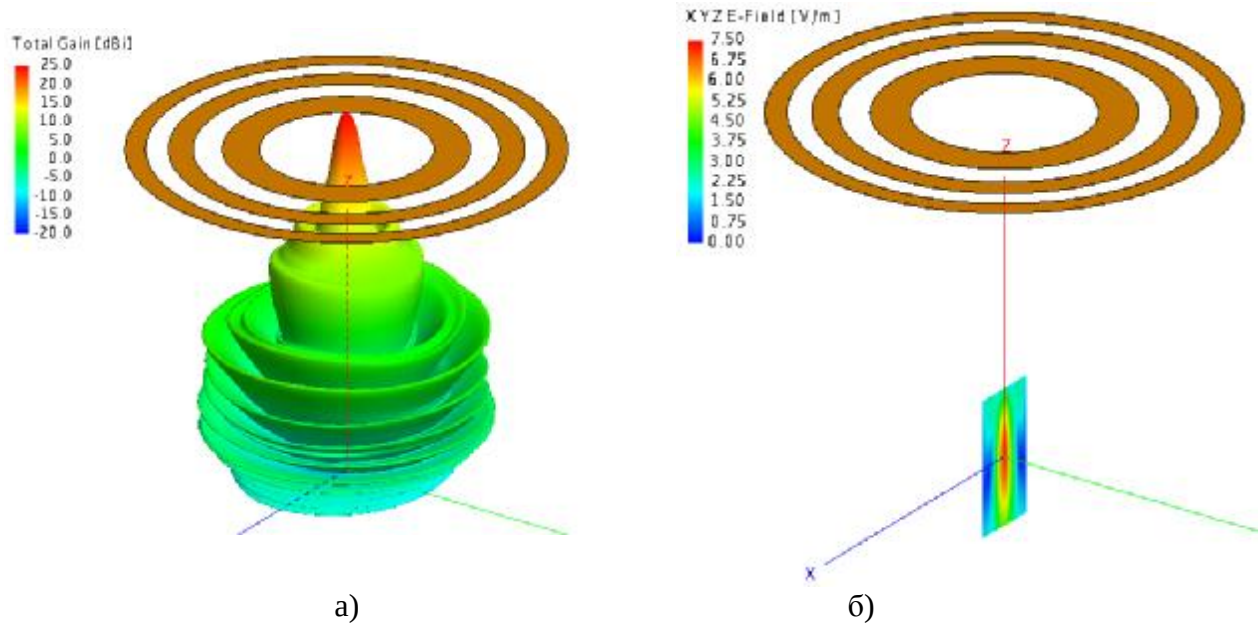
$$b_m = \sqrt{-a_m(2R - 2F + a_m - 2\sqrt{R^2 + 2a_mR - 2a_mF})} \quad (6)$$

$$x_m = R + a_m - \sqrt{R^2 + 2a_mR - 2a_mF} \quad (7)$$

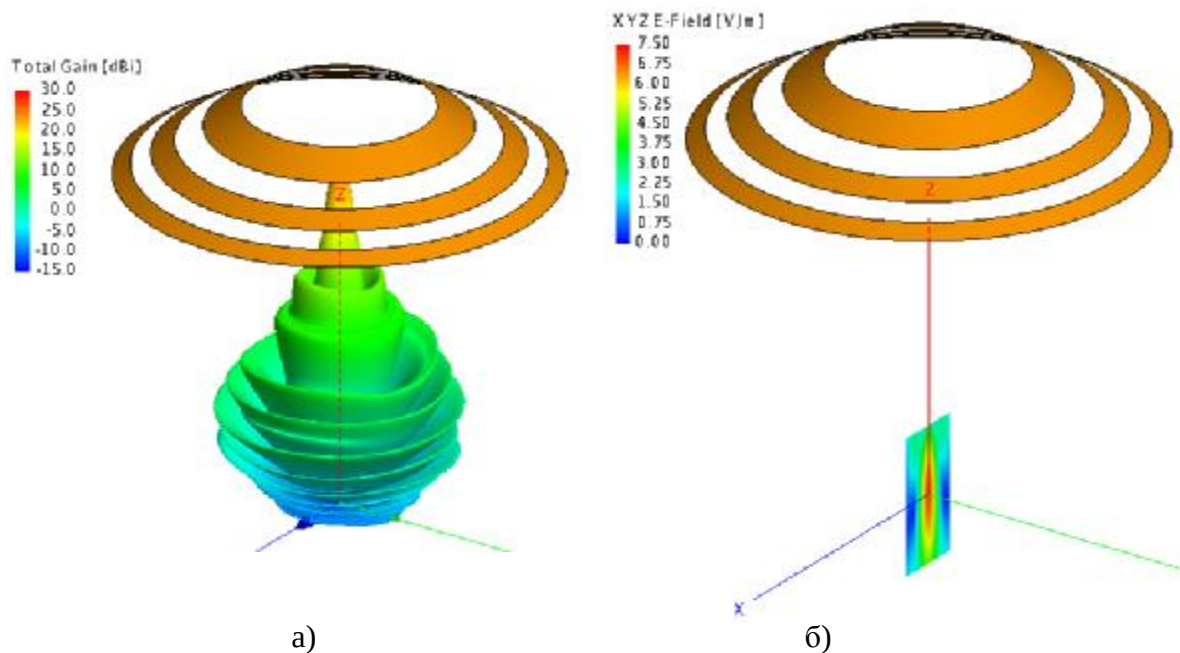
Като облъчвател е използван коничен рупор, който облъчва с 10 dB по-малко в края на базовата апертура по отношение на центъра ѝ. В изследваните модели в програмата за електродинамично моделиране FEKO, ДН на облъчвателя се въвежда като външен файл, с

което съществено се облекчава изчислителния процес.

На фиг. 4 е показана конструкцията на плоска проходна ФА с апертура, съвпадаща с базовата апертура на криволинейните ($F = F_a$) и нейната пространствена диаграма на насоченост (ДН) и фокусно петно. На фиг. 5 и на фиг. 6 са показани тези резултати за конична и сферична проходни ФА.



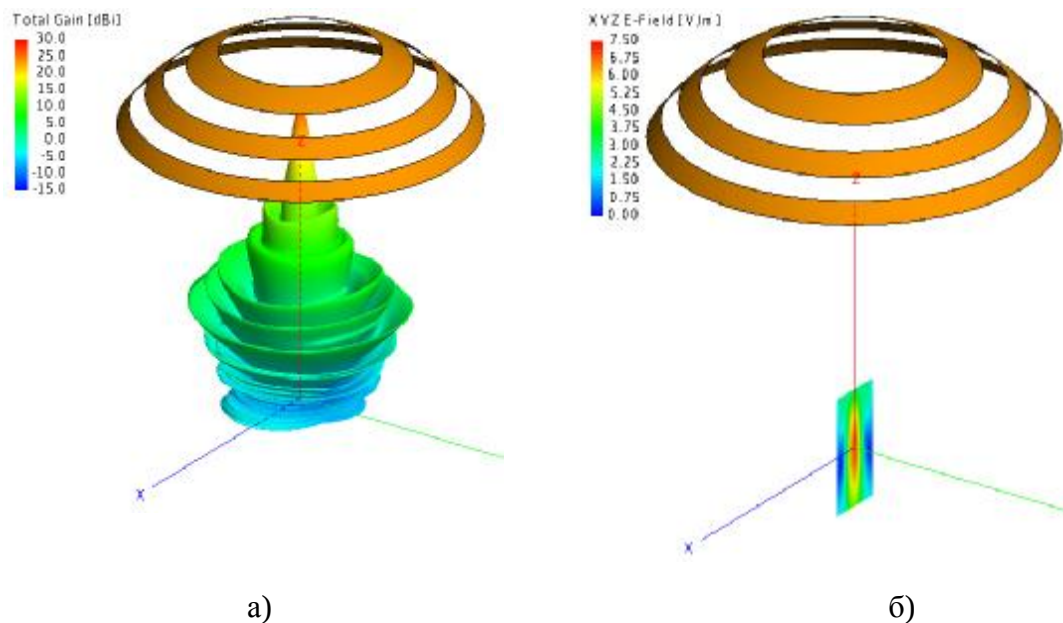
Фиг. 4 Плоска проходна ФА: а) – пространствена ДН; б) – фокусно петно



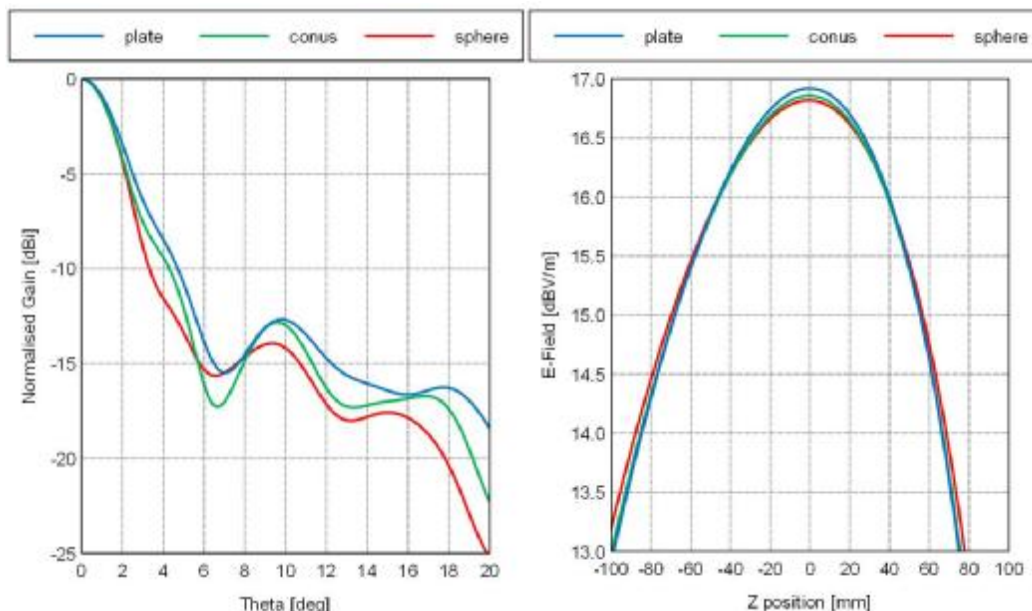
Фиг. 5 Конична проходна ФА: а) – пространствена ДН; б) – фокусно петно

На фиг. 7 са покази ДН по главна поляризация в Е-равнина за трите модела, а на фиг. 8 техните фокусни петна по оста Z. ФА с

плоска фокусираща система има усиление $G = 25$ dB, с конична $G = 25,4$ dB и със сферична $G = 25,7$ dB.



Фиг. 6 Сферична проходна ФА: а) – пространствена ДН; б) – фокусно петно



Фиг. 7 ДН по главна поляризация в Е-равнина

Фиг.8 Ширина на фокусното петно по оста Z

При отражателните ФА, коничната и сферичната криволинейна повърхности също са с полуъгъл на разтвора на конуса $\alpha = 60^\circ$ и радиус на сферичната повърхност $R = 393,3 \text{ mm}$.

Изразите които се получават с отчитане на ф-ла (3) за радиусите b_m и положението x_m на френеловите зони са следните за конична повърхност:

$$b_m = \frac{a_m - 2F + \sqrt{(a_m - 2F)(a_m - 2F + a_m \tan(\alpha)^2)}}{\tan(\alpha)} \quad (8)$$

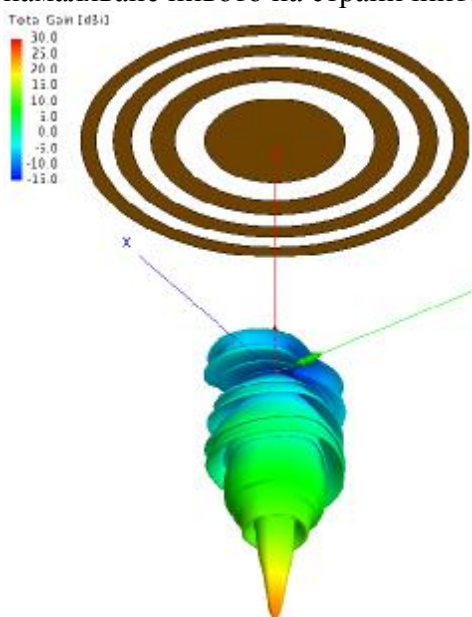
$$x_m = \frac{a_m - 2F + \sqrt{(a_m - 2F)(a_m - 2F + a_m \tan(\alpha)^2)}}{\tan(\alpha)^2} \quad (9)$$

и за сферична повърхност:

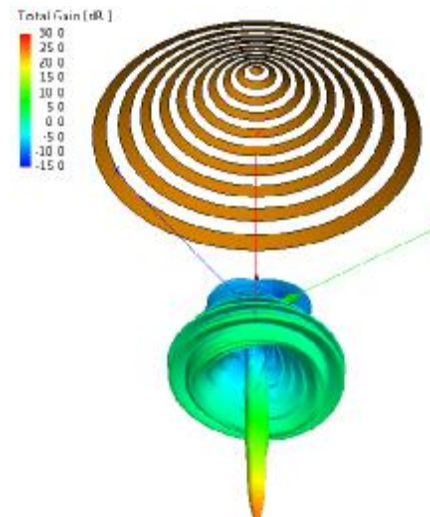
$$b_m = \sqrt{-(a_m - 2F)(2R - 4F + a_m + 2\sqrt{R^2 + 2a_m R - 2a_m F - 4FR + 4F^2})} \quad (10)$$

$$x_m = R - 2F + a_m - \sqrt{R^2 + 2a_m R - 2a_m F - 4FR + 4F^2} \quad (11)$$

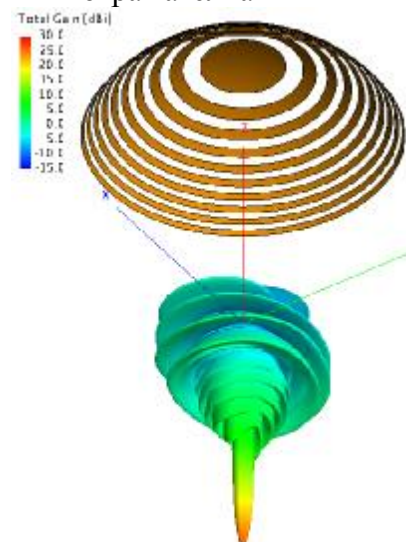
За да се получат близки до разгледаните проходни антенни конструкции габарити и да се използва същия облъчвател, по ф-ли (8) ÷ (11) се изчисляват $m=19$ френелови зони. При това за базово фокусно разстояние и радиус на базовата апертура се получават следните стойности $F_a = 503,8$ mm, $b_{19} = 334$ mm за коничната и съответно $F_a = 502,2$ mm, $b_7 = 339,3$ mm за сферичната криволинейни повърхности. За плоска отражателна ФА границите на френеловите зони са същите както на проходната, но нечетните са затворени, а четните отворени. На фиг. 9 ÷ 11 са показани конструкциите и пространствените ДН на описаните по-горе отражателни ФА, съответно с плоска, конична и сферична фокусиращи системи. На фиг. 12 са сравнени ДН на насоченост по главна поляризация в Е-равнина. ФА с плоска фокусираща система има коефициент на усилване $G = 25$ dB, с конична $G = 25,5$ dB и със сферична $G = 26,1$ dB. Тези стойности са съпоставими с получените резултати при изследваните ФА от проходен тип. Въпреки еднаквите габарити на фокусиращите им системи, по-големият брой зони върху криволинейните повърхности води до известно стесняване на ширината на главния лист и до увеличаване дълбочината на неговите нули, както и до съществено намаляване нивото на страничните листи.



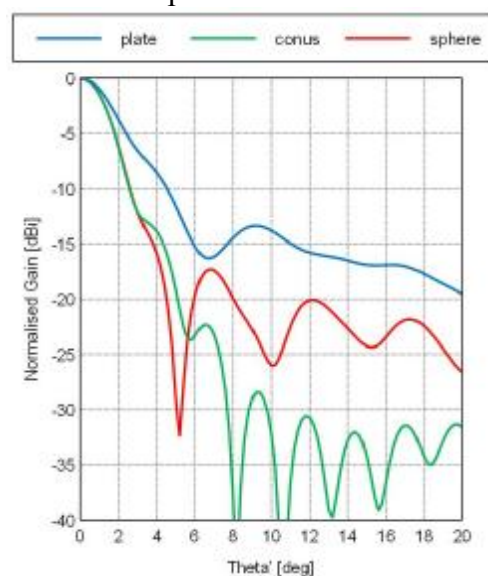
Фиг. 9 Пространствена ДН на плоска отражателна ФА



Фиг. 10 Пространствена ДН на конична отражателна ФА



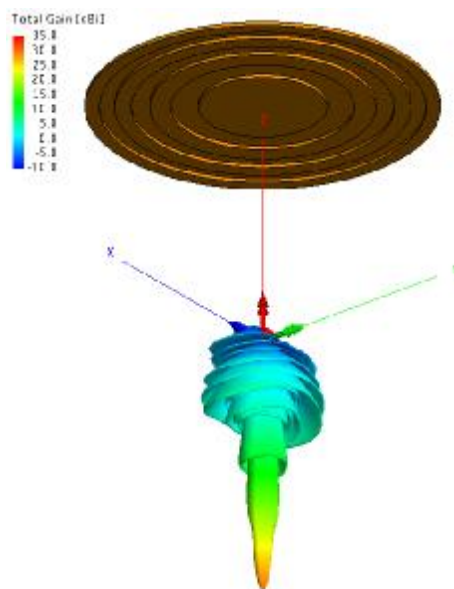
Фиг. 11 Пространствена ДН на сферична отражателна ФА



Фиг. 12 ДН по главна поляризация в Е-равнина

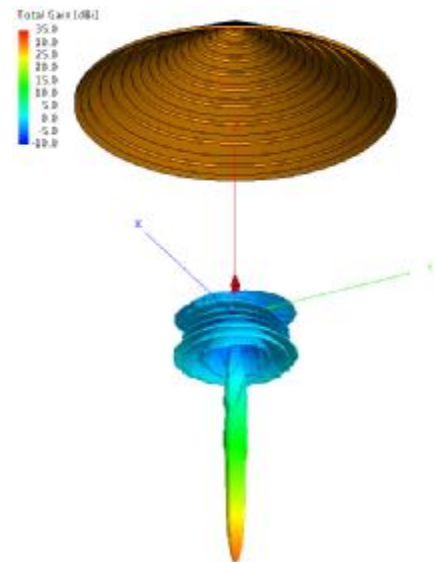
Отражателните ФА антени позволяват сравнително лесно конструктивно да се повиши тяхната ефективност, като отворените зони на Френел също се направят отражателни. Необходимото допълнително дефазиране при тях може да се постигне чрез отместване на отразяващата повърхност на $l/4$ [5].

Както и за предния случай на фиг. 13 ÷ 15 са показани конструкциите и пространствените ДН на отражателни ФА с повишена ефективност, съответно с плоска, конична и сферична фокусиращи системи. На фиг. 16 са сравнени ДН на насоченост по главна поляризация в Е-равнина. ФА с плоска фокусираща система има коефициент на усилване $G = 30,2$ dB, с конична $G = 30,9$ dB и със сферична $G = 31,2$ dB. Тези стойности са по-големи от получените по-рано, поради по-доброто преобразуване на сферичната вълна на облъчвателя в плоска от фокусиращите системи. Наблюдава се допълнително стесняване на ширината на главния лист и намаляване нивото на страничните листи при всички ДН.

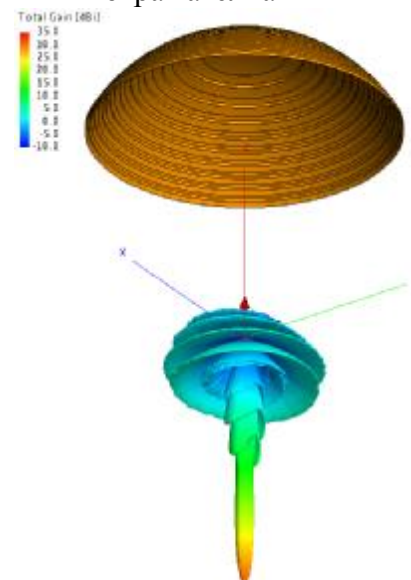


Фиг. 13 Пространствена ДН на плоска отражателна ФА

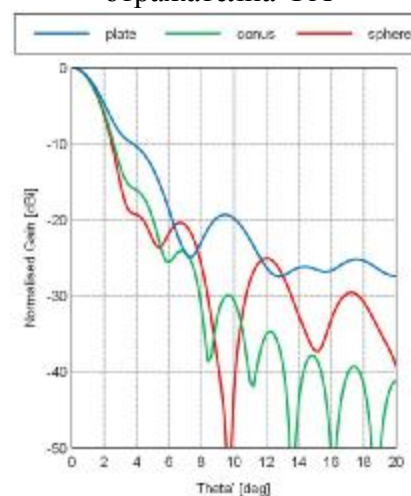
На фиг. 17 са показани профилите на отразяващите повърхности на зонираниите рефлектори. Такива олекотени конструкции могат да имат и практическо приложение.



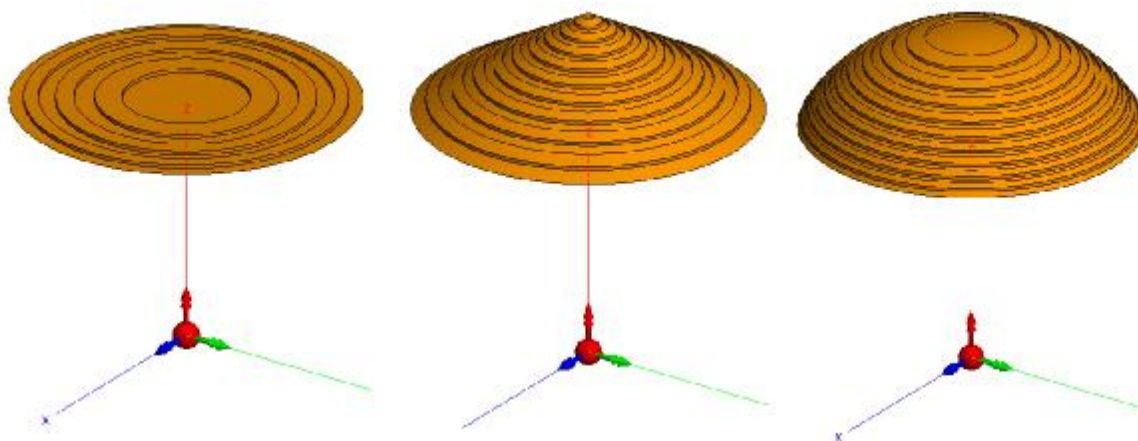
Фиг. 14 Пространствена ДН на конична отражателна ФА



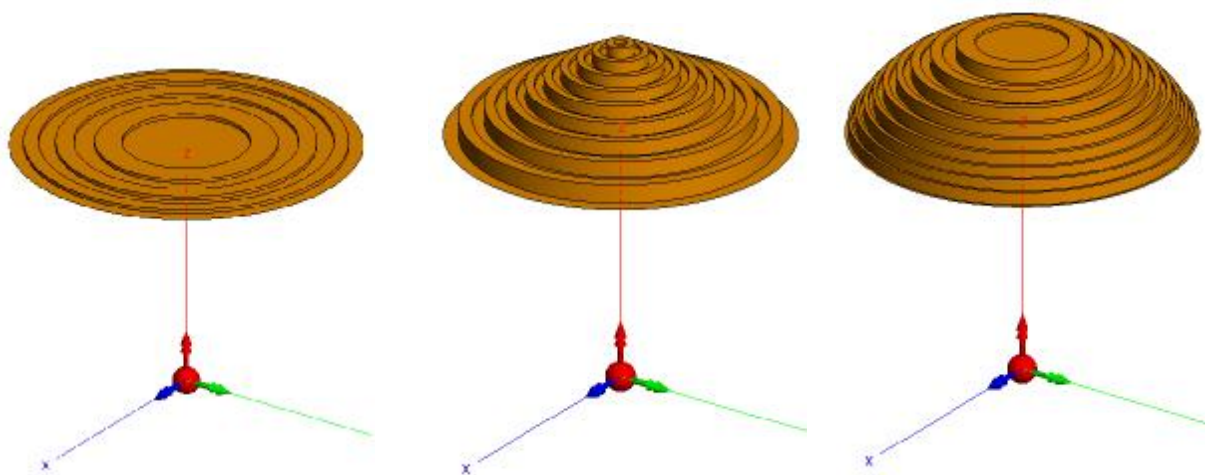
Фиг. 15 Пространствена ДН на сферична отражателна ФА



Фиг. 16 ДН по главна поляризация в Е-равнина



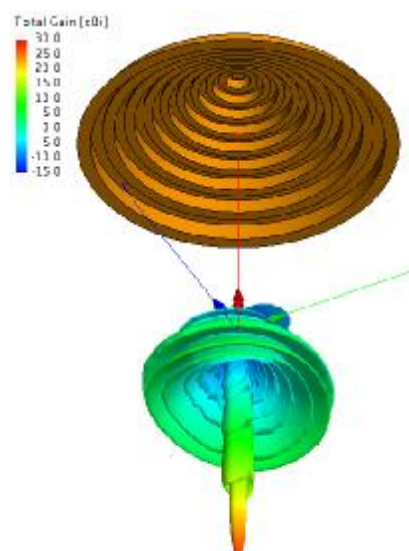
Фиг. 17 Профили на отразяващите повърхности на зонираниите рефлектори



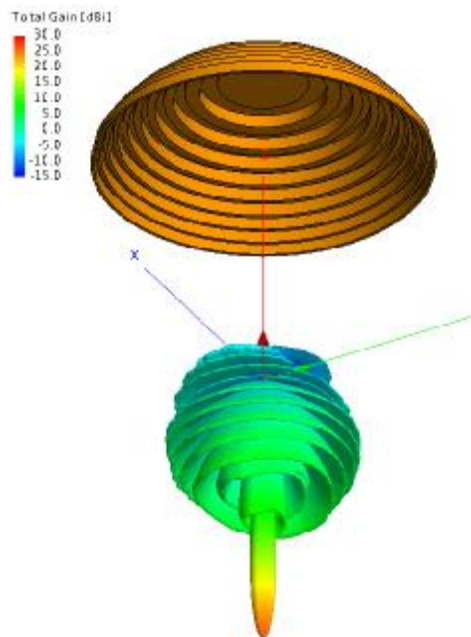
Фиг. 18 Профили на отразяващите повърхности на зонираниите рефлектори апроксимирани с плоски зони

На фиг. 18 криволинейните фокусиращи системи са изпълнени по-технологично, като френеловите зони не следват профила на криволинейната повърхност, а са апроксимирани с плоски такива. Както се вижда от фигурата тези плоски зони са разположени по коничната или сферичната повърхност.

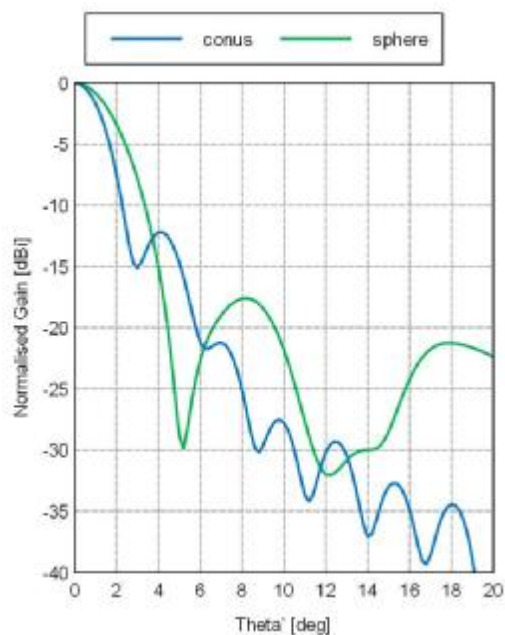
На фиг. 19 и фиг. 20 са показани пространствените им ДН, а на фиг. 21 диаграмите в Е-равнина. В този случай коничната антена е с коефициент на усилване $G = 27,8$ dB а сферичната с $G = 26,4$ dB. Въпреки че тези стойности се доближават до варианта без допълнително дефазиране на противофазните зони, рефлектор от този тип е технологичен и осигурява излъчване само в една посока.



Фиг. 19 Пространствена ДН на конична ФА с плоски зони



Фиг. 20 Пространствена ДН на сферична ФА с плоски зони



Фиг. 21 ДН по главна поляризация в Е-равнина

Заклучение

Получените резултати показват, че предложеното оразмеряване на зонирани криволинейни рефлектори е правилно и използването им в антенни конструкции е целесъобразно и води до подобряване на електрическите характеристики на антените. Освен това повишаването на ефективността на антените от този тип може да се направи

по същия принцип, както и при плоската зонирана пластина, с добавянето на допълнителен отразяващ екран, следващ профила на криволинейната повърхност, на определено разстояние от нея. Възможна е и замяната на криволинейните зони с плоски, които са по технологични. При наличието на съществуваща метална криволинейна повърхност, могат да бъдат конструирани конформни отразателни френелови антени.

Благодарност: Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са извършени по проект НП8 / 2018 г. в рамките на научноизследователска дейност на ТУ-Варна, финансирана целево от държавния бюджет.

Литература

1. Hristo D. Hristov, "Fresnel Zones in Wireless Links, Zone Plate Lenses and Antennas", Artech House, Boston, London, 2000
2. L. Leyten, "Fresnel Zone Plate Antenna Versus Parabolic Reflector Antenna", Eindhoven University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Telecommunications Division Report, April 1991
3. L.P. Kamburov, J.R. Urumov and H.D. Hristov, "Measurement method for Fresnel Antennas with Curved Axial Symmetrical surface", 11th International Czech Slovak Scientific Conference "Radioelektronika 2001", Brno, Czech Republic, 10-11 May 2001, vol. 2, pp. 421-424
4. L.P.Kamburov, Jose Rodriguez, J.R.Urumov and H.D.Hristov. Millimeter-Wave Conical Fresnel Zone Lens of Flat Dielectric Rings. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.:62, No:4, April 2014, pp. 2140-2148
5. L.P. Kamburov, „Plane Reflection Type Fresnel Antenna”, In: Proc. 12th International Scientific Conference "Radioelektronika 2002", Bratislava, Slovak Republic, May 14-16,. 2002, pp. 290-293