



ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-ГАБРОВО

ФАКУЛТЕТ „ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ЕЛЕКТРОНИКА”

КАТЕДРА „ЕЛЕКТРОНИКА“

маг. инж. Валери Петков Петков

**РАЗРАБОТВАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА СИСТЕМИ ЗА
БЕЗКОНТАКТНО ПРЕДАВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА
ЕНЕРГИЯ С РОТАЦИОННО ДВИЖЕНИЕ**

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

на дисертация

за придобиване на образователна и научна степен „доктор”

Област на висше образование: **5. Технически науки**

Професионално направление: **5.2. Електротехника,
електроника и автоматика**

Докторска програма: **Индустриална електроника**

Научен ръководител: **проф. д-р инж. Николай Д. Маджаров**

Рецензенти: **проф. д-р инж. Анатолий Т. Александров**

доц. д-р инж. Николай Л. Хинов

Габрово, 2019 г.

Дисертационният труд е обсъден и насочен за официална защита на заседание на Разширен катедрен съвет на катедра „Електроника” към факултет „Електротехника и електроника” на Технически университет – Габрово, проведен на 24.04.2019 г.

Дисертационният труд съдържа 179 страници. Научното съдържание е представено в увод, четири глави, три приложения и включва 174 фигури и 22 таблици. Цитирани са 125 литературни източника. Номерацията на фигурите, таблиците и формулите в автореферата е в съответствие с тази в дисертацията.

Разработката и изследванията по дисертационния труд са извършена в катедра „Електроника” към факултет „Електротехника и електроника” на Технически университет – Габрово и във фирма „Елна-ООД“ – гр. Габрово.

Официалната защита на дисертационния труд ще се състои на г.
от ч. в зала на Технически университет – Габрово.

Автор: маг. инж. Валери Петков Петков

Заглавие: РАЗРАБОТВАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА СИСТЕМИ ЗА БЕЗКОНТАКТНО ПРЕДАВАНЕ НА
ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ С РОТАЦИОННО ДВИЖЕНИЕ

Тираж: бр.

Място на отпечатване:

ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

АКТУАЛНОСТ НА ПРОБЛЕМА

Безконтактното предаване на електрическа енергия (*БПЕ*) намира все по-широко приложение, което е предопределено от многобройните предимства, с които се характеризира. Най-важните от тях са: липсата на подвижни електрически контакти и съпроводените с тях проблеми - искрене, износване, деформация; галванично разделяне; гъвкавост и свобода на движение; позволява употреба при висока скорост, във влажна, взривоопасна и химически активна среда; надеждност и лесна поддръжка. Сред многобройните сфери от приложение, широко разпространение са намерили ротационните *БПЕ*, което е определено от голямата значимост на процесите въртене и ротация за **механиката, индустрията, автоматизацията, роботиката и редица изпълнителни и производствени механизми**. В много случаи въртеливото движение е съпроводено с необходимост от предаване на електрическа енергия между предавателя и въртящия се приемник, което налага използването на ротационни *БПЕ*.

От прегледа на литературните източници и научните публикации в областта се установи, че не се предлага методика за **цялостно проектиране и анализ на система** за ротационно безконтактно предаване, отчитаща особеностите в геометричната конфигурация на магнитопровода и намотките, въздушната междина, съгласуването, поддържането на безконтактния модул в резонанс и паралелното предаване на управляващи сигнали с енергията. За да отговори на нуждите на много приложения, допълнително е предложен метод за безконтактно предаване при **значително увеличаване на въздушната междина**, гарантиращ трансфер на енергия с висока ефективност.

ЦЕЛ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Синтезиране, проектиране, изследване и подобряване на показателите на **ротационни системи** за безконтактно предаване на електрическа енергия с индустриално приложение.

ЗАДАЧИ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

1. Да се **обобщят** геометрични **конфигурации** и **синтезира** методика за **проектиране и изследване** на безконтактен ротационен трансформатор (*PT*).
2. Да се **извърши електромагнитен анализ** на видовете *PT* и изследват параметрите на разработените планарни намотки.
3. Да се **изследват методите за съгласуване** на *PT* с *ВЧ* инвертор и проектира *PLL* система за управление.
4. Да се **разработят и изследват възможни методи за увеличаване на въздушната междина** – конструктивно или чрез използване на допълнителен пасивен електромагнитен резонансен кръг.
5. Да се **изследва начинът**, по който **вида на шасито** на *PT*, влияе върху ефективността, електромагнитната съвместимост и температурното разпределение в отделните елементи и зони от конструкцията.
6. Да се **проектира система за едновременно предаване на енергия и информационни сигнали** през ротационния трансформатор и изследва влиянието, което скоростта на ротация оказва върху тези процеси.

МЕТОДИ НА ИЗСЛЕДВАНЕ

Приложената методика на изследване включва *сравнителен анализ, оптимален синтез, математични анализи, компютърно моделиране, експериментални изследвания* и на база това, *създаване на прототип* на реална апаратура, част от която е внедрена.

НАУЧНА НОВОСТ

Научната новост в настоящия дисертационен труд е свързана с разработване и изследване на съвременни тенденции и технологични решения за развитие и усъвършенстване на ротационните безконтактни предаватели на електрическа енергия. Предложени са методи за технико-икономическа оптимизация на параметрите и конструктивни подобрения на системата.

ПРИЛОЖИМОСТ

Представена е методика за проектиране и реализиране на ротационна система за *БПЕ*, внедрявана в изграждането на автоматизирани и високо технологични приложения. Чрез модула за едновременно предаване на електрическа енергия и информация, реализираната система осигурява *захранване и управление* на консуматорите, разположени в подвижната част на автоматизираните системи.

АПРОБАЦИЯ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Най-важните резултати от дисертационния труд са публикувани в **дванадесет авторски научни доклада** и статии, представени в международни научни конференции и издания. **Една от публикациите е с импакт фактор и четири в Scopus**. Издаден е документ за практическа реализация и внедряване на разработен ротационен *БПЕ* във фирма „Елна-ООД“ – гр. Габрово.

СТРУКТУРА И ОБЕМ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Дисертационният труд се състои от увод, четири глави, заключение, списък на научните публикации по темата и приложение, оформени в 179 печатни страници. Включва 174 фигури, 22 таблици, списък на използваната литература от 125 заглавия (научни публикации, презентации, проспектни материали, патенти и уеб адреси).

СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

ГЛАВА ПЪРВА. РОТАЦИОННИ СИСТЕМИ ЗА БЕЗКОНТАКТНО ПРЕДАВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ

1.1. Същност и видове ротационни предаватели на електрическа енергия

В редица практически приложения се налага да се предава електрическа енергия между два ротиращи се един спрямо друг обекта. Най-често единият е неподвижен, фиксиран към шасито, а другият е прикрепен към ротиращата ос. Начините за осъществяване предаване на енергия са чрез **контактен** или **безконтактен** метод.

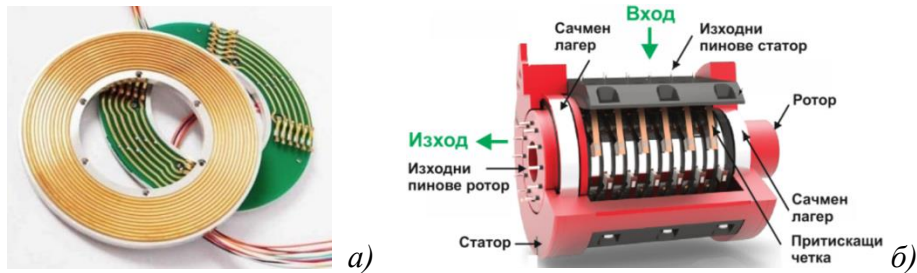
1.1.1. Контактен метод за предаване на енергия между ротиращи обекти

а) контактен метод чрез свързващи проводници:

Когато ротацията се изразява в завъртане и развъртане на обектите в рамките на два до три оборота, е възможно използването на контактен метод, реализиран чрез многожични (гъвкави) проводници. В този случай дължината на кабелната връзка се подбира така, че да осигури усукване около оста на въртене [114];

б) контактен метод чрез плъзгащи пръстени;

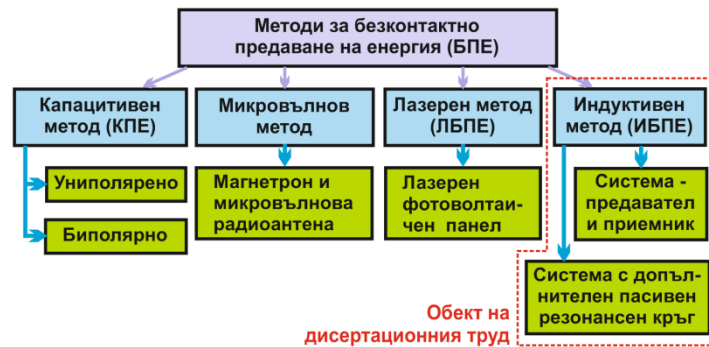
При този метод се използва контактен ротационен предавател (*КРП*), който конструктивно се състои от статор и ротор с прикрепена към тях контактна плъзгаща система. От гледна точка на ориентацията на *КРП* спрямо оста на въртене, се различават два вида конструкции - радиална и аксиална, показани на фиг.1.3 [118, 120].



Фиг.1.3. Контактен ротационен предавател: а) радиален; б) аксиален

1.1.2. Безконтактно предаване на енергия (БПЕ) към ротиращи консуматори

Безконтактните системи за предаване на електрическа енергия са класифицирани на фиг.1.7.



Фиг.1.7. Класификация на методите за БПЕ

Всеки един от посочените методи, притежава определени специфични качества и възможни конструкции за реализиране на **ротационни БПЕ**, в съответствие с конкретното технологично приложение. Поради многобройните си предимства **индуктивното** безконтактно предаване на енергия е най-широко разпространено и практически е единственият метод, който досега е намерил масовост в индустрията, медицината и бита на човека.

1.1.2.4. Индуктивен метод за безконтактно предаване на енергия

Индуктивният метод за безконтактно предаване на електрическа енергия (**ИБПЕ**) намира най-широко приложение, т.к. осигурява висока ефективност, спрямо останалите методи. Притежава най-добри масогабаритни показатели (kW/dm^3) и е с най-малко негативно въздействие за човека. Осигурява добри изолационни свойства, позволявайки работа на открито и в взривоопасна среда. Областите на приложения са представени на фиг.1.19 [56].



Фиг.1.19. Области на приложение на ИБПЕ

Индустриалните приложения на системите за **ИБПЕ** са многобройни, класифицирани в няколко основни групи, определени от траекторията на движение –

линейни, ротационни, двукоординатни (позиционирани върху равнина), статични. Техните под категории са дефинирани от: диапазон на мощността, скорост на движение, вид и броя на приемните модули. В дисертационния труд се разглеждат **ротационните предаватели**, които са обект на синтез, анализ и изследване.

1.2. Ротационни системи за индуктивно безконтактно предаване на енергия (ИБПЕ) с индустриално приложение

Темповете на развитие на индустрията, от гледна точка функционалност, производствен капацитет, надеждност и методи за контрол, поставят редица изисквания към автоматизираните машини и производствени модули. За да се удовлетворят тези нужди се използват системи за безконтактно предаване на енергия, като широко разпространение са намерили ротационните. Те се прилагат също в различни иновативните конструктивни решения, като се внедряват и използват при многобройни ротационни приложения, някои от които са засекретени и са обект на военна, или производствена тайна. Приложения намерили масовост в различни направления са:

1.2.1. Модулни системи за безконтактно предаване на енергия с ротационно движение (МБПЕ)

Характерно за тях е, че предавателят или приемникът е реализиран на модули, с цел получаване на по-голяма функционалност и ефективност.

1.2.1.1. Ротационна система за БПЕ с *n*-брой независими приемни модули

Системата осигурява прехвърляне на енергия на един или множество независими консуматори, движещи се по затворена траектория под формата на окръжност или елипса [102];

1.2.1.2. Ротационна система за БПЕ със секционирани на предавателната намотка

В практиката се използват ротационни системи, обхващащи оси или валове, с диаметри в диапазона $D=0,4\div 1\text{ м}$. Проблемът при подобна конструкция е, че размерът на предавателната намотка е съизмерим с диаметъра на оста, което увеличава значително загубите от разсейване на магнитното поле. За да се оптимизира системата, предавателната намотка се реализира на сектори, които се превключват [30,73,107];

1.2.2.1. Система за механична обработка с ултразвуково ударно пробиване

Тези системи използват високооборотни предаватели на електрическа енергия със скорост на въртене от порядъка на 10000обр./мин . и повече. Основно намират приложение в редица иновативни технологии за механична обработка на детайли със сложна форма и твърдост. Приемникът е прикрепен към оста на шпиндел и безконтактно захранва монтирания в него пиезоизлъчвател, който предава на обработващия инструмент допълнителна ултразвукова вибрация с амплитуда $\pm(20\div 30)\mu\text{т}$. Използва се при пробиване на материали с голяма твърдост и крехкост, като например керамика, стъкло, силиций, титан, закалени стомани и др. [42, 45, 46].

1.2.2.2. Синхронни индукционни електромашини

При синхронните електромашини (двигатели, генератори) роторът представлява фазово навита трифазна намотка, като за осъществяване на електрически контакт с нея е разработен трифазен безконтактен ротационен предавател [86, 23], който да замести контактния метод с плъзгащи пръстени. Използването на роторните намотки позволява контролиране на въртящия момент, скоростта, фактора на мощността и пусковия ток на електродвигателя чрез честотен преобразувател с по-малка инсталационна мощност, спрямо тази на индукционната електромашина.

1.2.2.3. Приложение за регулиране ъгъла на перките при вятърни турбини

Характерно за вятърните турбини е, че освен ориентиране на основното носещо тяло, спрямо посоката на вятъра, е необходимо регулиране на ъгъла на заграбване на перките, в зависимост от силата на въздушния поток. За целта в ротиращата глава са

монтирани три независими механични системи за всяка перка, регулирани посредством електромотори. За захранването им са разработват ротационни *БПЕ*, които да заменят масово използваната контактна система от плъзгащи пръстени [24, 89].

1.2.2.4. Ротираща делителна платформа за автоматизирани машини

Ротиращата делителна платформа (*РДП*) се използва при модернизирани на производствени машини, конвейери и поточни линии, позволявайки захранване на консуматори, извършващи непрекъснато движение по окръжност. Тези електрически товари най-често представляват механични държачи, които ориентират и подават детайл към обработващ инструмент или друг вид изпълнителен модул, който извършва дадената производствена операция. Държачите се разполагат по периферията на *РДП* и се въртят едновременно с нея, като по този начин се осигурява паралелна обработка на множество детайли, което увеличава производителността на машината. За правилното функциониране на *РДП* се използва ротационен *БПЕ*, който осигурява безконтактно захранване на електрическите модули разположени върху нея.

1.2.2.5. Обобщение

Разпространени приложения на ротационни *БПЕ* са представени в Таблица 1.4.

Таблица 1.4. Приложения на ротационни безконтактни предаватели

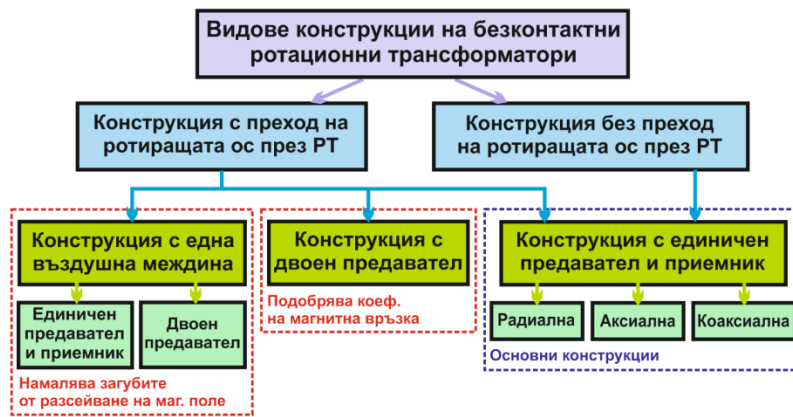
Област	Приложение
Индустрия	роботизирана ръка; пултове за дистанционно управление и контрол.
Рекламна индустрия	ротиращи билбордове и платформи; светещи глобуси.
Сензорна техника	модули за захранване и отчитане на информация от ротиращи сензори; енкодерни системи.
Сценично осветление	ротиращи светлинни ефекти (<i>light moving head</i>).
Други	ротиращи камери на 360°;

Проведеното проучване и литературен обзор потвърждават актуалността на ротационните безконтактни системи. Широк е също дялът на приложения реализирани чрез плъзгащи пръстени, които представляват потенциална област за модернизирани и внедряване на ротационни безконтактни предаватели. Основен определящ модул при тези системи е **ротационния трансформатор** (*РТ*). Неговата геометрична конфигурация, проектиране, съгласуване и анализ са основната проблематика, която се разглежда в дисертационния труд.

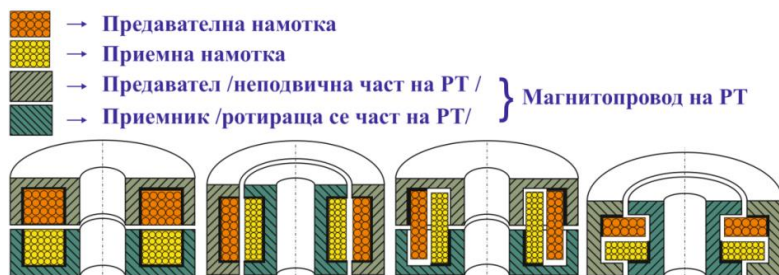
1.3. Видове конструкции на ротационен безконтактен трансформатор

На база направения литературен обзор може да се обобщи, че се използват няколко основни вида конструкции на *РТ*, като изборът се прави в зависимост от конкретното приложение и от посоката на ориентиране на въздушната междина – перпендикулярно или успоредно на ротиращата ос. Основните конструкции, намерили практическа реализация са обобщени и класифицирани на фиг.1.40.

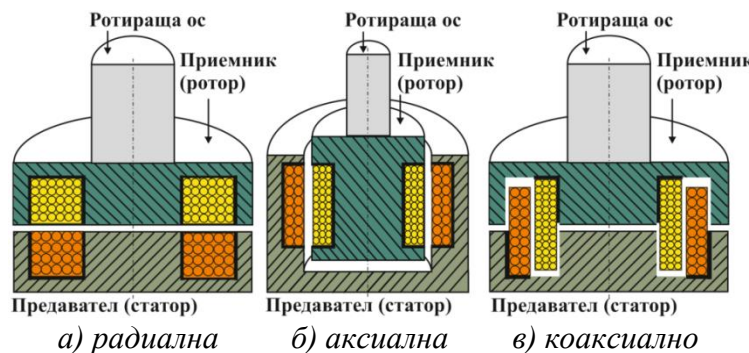
Конструкциите, намерили най-широко разпространение са тези с единичен предавател и приемник. В практиката са се наложили три **основни конфигурации** от подобен тип - аксиална (*A*), радиална (*R*) и коаксиална (*K*) [52, 61, 96]. Те са възможни за реализация в две разновидности: съответно със и без преход на ротираща ос, представени на фиг.1.41 и фиг.1.42. При конструкциите без преход на ротиращата ос, процесът на ротация се осъществява чрез изнесена механична система, като въртеливото движение се предава с ремъчна или зъбна предавка. **Предимствата** на подобно конструктивно решение произлизат от липсата на преминаваща през безконтактния модул ротираща ос, което премахва активните загуби е нея (при метална ос) и намалява размера на *РТ*.



Фиг.1.40. Класификация на видовете конструкции на безконтактни РТ



а) радиална б) аксиална в) коаксиално радиална/аксиална
Фиг.1.41. Конструкции на РТ с преход на ротиращата ос



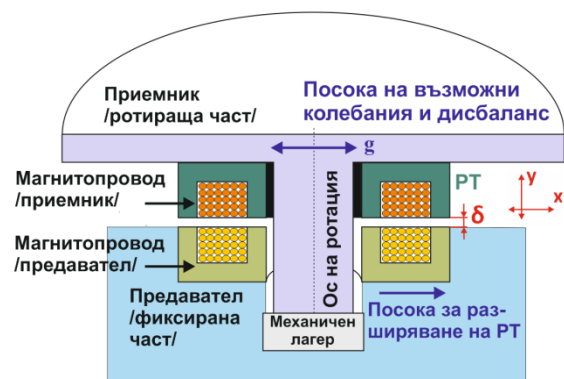
а) радиална б) аксиална в) коаксиално
Фиг.1.42. Конструкции на РТ без преход на ротираща ос

1.3.1. Конструкции с единичен предавател и приемник

При тези РТ предавателят и приемникът са реализирани като единична структура, без секционирание или друг вид разделяне;

1.3.1.1. Радиална конструкция на РТ

Напречно сечение на радиален РТ е представено на фиг.1.44. Характерно за тази конструкция е, че предавателната и приемната намотки са ориентирани перпендикулярно на оста на въртене, което позволява нестабилност – g , вибрации и леко изместване на системата по координата x (фиг.1.44а). Дисбаланси по y са възможни, но това води до нарастване на въздушната междина δ и влошаване на ефективността.



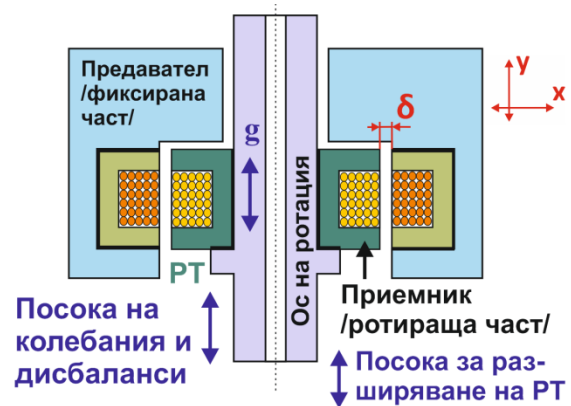
Фиг.1.44. Напречно сечение на радиален РТ: конструкция, с приложение при РДП

Предимства: еднаква форма на предавателната и приемната намотки; еднотипна методика за проектиране на двете намотки; лесна практическа реализация.

Недостатък: част от магнитното поле, в зоната на въздушната междина, се затваря през ротиращата ос.

1.3.1.2. Аксиална конструкция на РТ

Напречно сечение на аксиален РТ е представено на фиг.1.45. Характерно за тази конструкция е, че предавателната и приемната намотки са ориентирани успоредно на оста на въртене, което позволява нестабилност - g , вибрации и леко изместване на системата по координата y (фиг.1.45). Дисбаланси по x са възможни в случаите, когато системата е проектирана за по-голяма въздушна междина δ . Тогава се допуска също и ексцентрично позициониране на приемника.



Фиг.1.45. Напречно сечение на аксиален РТ

Недостатък: усложнената конструкция на предавателната намотка.

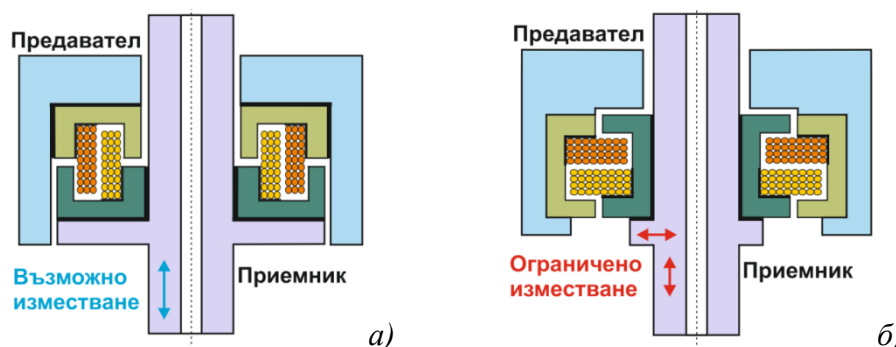
Предимства: подобрен коефициент на магнитна връзка; възможност за реализиране на РТ с по-малък диаметър, т.е. по-малки динамични и инерционни сили.

Изборът между радиална и аксиална конструкция се прави в зависимост от това, коя от двете осигурява по-голяма площ на прекриване между намотките. Повечето литературни източници [52, 61, 71] дават предимство на А, но това е условно, т.к. при дадени условия R конфигурация би могла да осигури по-висока ефективност.

1.3.1.3. Коаксиална конструкция на РТ

Напречно сечение на коаксиален РТ е представено на фиг.1.47, съответно радиална а) и аксиална б) конфигурация. По-голямо практическо приложение е намерила коаксиално-радиалната конструкция – фиг.1.47а, тъй като е по-лесна за реализация и допуска изместване успоредно на оста.

Коаксиалната конструкция осигурява по-голяма активна площ на взаимодействие между намотките, откъдето произлизат и основните **предимства** на този вид предаватели: висок коефициент на магнитна връзка; равномерно разпределение на магнитното поле между предавател и приемник. **Недостатъци:** сложна конструкция; необходимост от добре балансиран ротиращ механизъм.



Фиг.1.47. Напречно сечение на коаксиален РТ: а) коаксиално-радиална конструкция; б) коаксиално-аксиална конструкция

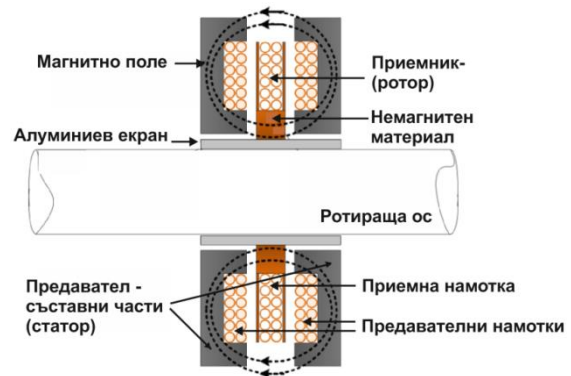
1.3.2. Конструкция на РТ с двоен предавател

При тази конструкция предавателят е реализиран от две еднакви съставни части, като приемната намотка се позиционира между тях – фиг.1.49 [25]. Двата предавателя

са закрепени към корпуса, докато приемникът е фиксиран към ротиращата ос посредством немагнитен материал. Тъй като приемната част се разполага между магнитопроводите на предавателя, тя се състои само от намотка без магнитно ядро.

Магнитопроводът на безконтактния предавател е фиксиран и не участва в процеса на ротация, което премахва колебанята в параметрите и проницаемостта на магнитната верига.

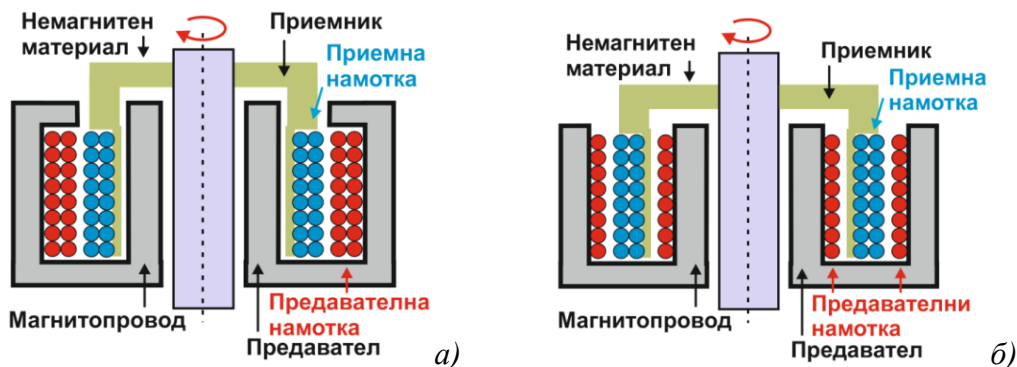
Предимства: висок коефициент на магнитна връзка, определен от удвоената площ на взаимодействие между намотките; липса на ротиращ магнитопровод; олекотен приемник. **Недостатъци:** сложна конструкция; специфична методика за проектиране; необходимост от добре балансиран ротиращ механизъм.



Фиг.1.49. Конструкция на РТ с двоен предавател

1.3.3. Конструкция на РТ с единична въздушна междина

При това конструктивно решение се използва магнитопровод на предавателя с по-голямо сечение, в който заедно с предавателната намотка се вгражда и приемната. Приемникът се реализира без магнитопровод и загубите от разсейване на магнитното поле са намалени, защото магнитната верига е само с една въздушна междина. На фиг.1.50 са представени два варианта на подобна конструкция, съответно с единичен и двоен предавател [71].



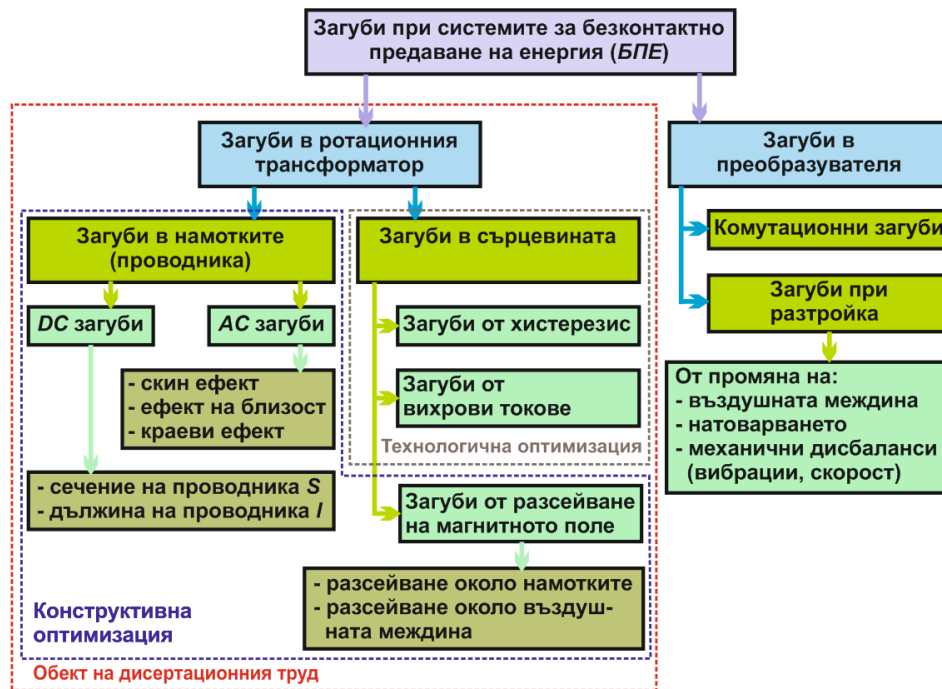
Фиг.1.52. РТ с общ магнитопровод за предавателя и приемника: а) конструкция с една предавателна намотка; б) конструкция с две предавателни намотки

Предимства: висок коефициент на магнитна връзка; единична въздушна междина; по-малки загуби от разсейване на магнитното поле; липса на ротиращ магнитопровод; олекотен приемник.

Недостатъци: сложна конструкция; липса на стандартни магнитопроводи от подобен тип; специфична методика за проектиране; необходимост от добре балансиран ротиращ механизъм.

1.3.4. Оптимизация и ефективност на РТ

На фиг.1.51 е представена класификация на загубите, включително модулите и областите в които се проявяват. При анализа на РТ са разгледани първоизточниците, условията които ги пораждат и възможните начини за редуциране на влиянието им. Голяма част от загубите се дължат на процесите, определени от работата при висока честота. Технологичните направления за развитие на БПЕ са насочени към разработване и използване на нови високочестотни материали и конструктивни решения.



Фиг.1.51. Класификация на видовете загуби при системите за ИБПЕ

1.4. Изводи и резултати

1. Разгледани са контактните методи за предаване на енергия към движещи се електрически консуматори. Направена е класификация на разпространените видове ротационни контактни предаватели. Посочени са основните функционални възможности, предимства и недостатъци.

2. Направен е преглед на видовете безконтактни методи за предаване на електрическа енергия. Представени са техните области на приложение и конструктивни варианти за реализация на ротационни предаватели.

3. Разгледани са индуктивните **БПЕ**, които заемат най-голям дял сред останалите методи. Направена е класификация на видовете системи и областите на приложение, като специално внимание е отделено на **ротационните БПЕ**.

4. Разгледани са основните **видове конфигурации** на ротационни безконтактни трансформатори. Конкретизирани са проблемите и насоките за оптимизиране на системите, ефективността и конструкцията.

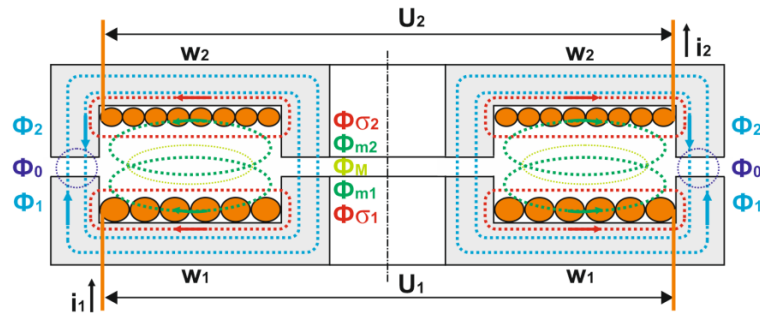
5. Представена е основната **проблематика** на дисертационния труд, като са формирани целта и задачите.

ГЛАВА ВТОРА. АНАЛИЗ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ И ЕЛЕКТРОМАГНИТНИ ПРОЦЕСИ В РОТАЦИОННИТЕ БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ

2.1. Електромагнитен анализ на ротационен безконтактен предавател на енергия (РБПЕ)

Физическите процеси при **РБПЕ** могат да бъдат описани, използвайки теорията на електромагнитното поле. За основа е използван аналитичният апарат, разработен в [1, 2, 9, 40]. При анализа е необходимо да се отчете наличието на относително голяма въздушна междина и съпроводените с това изменения в електромагнитните параметри и характеристики. Магнитните потоци в магнитопровода за радиална конструкция на **РТ**, са представени на фиг.2.1.

Φ_1 – магнитен поток, възбуден от токът i_1 , протичащ през w_1 ; Φ_2 – магнитен поток, възбуден от токът i_2 , протичащ през w_2 ; $\Phi\sigma_1$ – поток на разсейване на w_1 ; $\Phi\sigma_2$ – поток на разсейване на w_2 ; Φ_0 – основен магнитен поток; Φ_M – взаимен магнитен поток.



Фиг.2.1. Магнитни потоци при радиален ротационен трансформатор

$$\Phi_0 = \Phi_1 + \Phi_2 \tag{2.1}$$

$$\Phi_1 = \Phi_{\sigma 1} + \Phi_M; \quad \Phi_2 = \Phi_M + \Phi_{\sigma 2} \tag{2.2}$$

$$\Phi_M = \Phi_{m1} + \Phi_{m2} \tag{2.3}$$

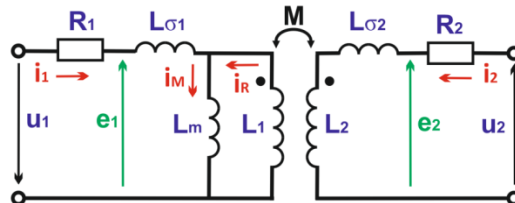
$$\begin{aligned} \Phi_1 &= (\Phi_{\sigma 1} + \Phi_{m1}) + \Phi_{m2} = \Phi_{11} + \Phi_{m2} \\ \Phi_2 &= \Phi_{m1} + (\Phi_{\sigma 2} + \Phi_{m2}) = \Phi_{m1} + \Phi_{22} \end{aligned} \tag{2.4}$$

$$\Phi_{m1} = \frac{w_1 \cdot i_1}{R_M}; \quad \Phi_{m2} = \frac{w_2 \cdot i_2}{R_M}; \quad \Phi_{\sigma 1} = \frac{w_1 \cdot i_1}{R_{\sigma 1}}; \quad \Phi_{\sigma 2} = \frac{w_2 \cdot i_2}{R_{\sigma 2}}. \tag{2.5}$$

Φ_{11} , Φ_{22} – поток, генериран от тока през съответната намотка; Φ_{m2} , Φ_{m1} – взаимен поток, генериран от тока на противоположната намотка; R_M – магнитно съпротивление на контура на взаимния магнитен поток; $R_{\sigma 1}$, $R_{\sigma 2}$ – магнитно съпротивление на контура на разсейване; w_1 , w_2 – брой навивки на предавателната и приемната намотка.

2.1.1. Анализ на ротационен трансформатор при линейна магнитна характеристика на магнитопровода

Поради наличието на въздушна междина електромагнитните процеси в *PT* се изследват без насищане на магнитопровода, т.е. при линейна магнитна характеристика. Процесите се анализират на основа уравненията за напреженията на предавателната и приемната верига, съставени съгласно еквивалентната заместваща схема на безконтактен *PT* - фиг.2.2 [36, 92, 96].



Фиг.2.2. Еквивалентна заместваща схема на безконтактен *PT*

$$\begin{cases} R_1 \cdot i_1 - e_1 - u_1 = 0 \\ R_2 \cdot i_2 - e_2 + u_2 = 0 \end{cases}, \quad \begin{cases} u_1 = R_1 \cdot i_1 - e_1 = R_1 \cdot i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} \\ -u_2 = R_2 \cdot i_2 - e_2 = R_2 \cdot i_2 + \frac{d\Psi_2}{dt} \end{cases} \tag{2.15}$$

$$e_1 = -\frac{d\Psi_1}{dt} = -L_1 \frac{di_1}{dt}; \quad e_2 = -\frac{d\Psi_2}{dt} = -L_2 \frac{di_2}{dt} \tag{2.16}$$

$$\Psi_{1(2)} = \sum_n \Phi = w \cdot \Phi = w \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \cdot S \tag{2.17}$$

$$\Psi_1 = L_1 \cdot i_1 + M_{21} \cdot i_2; \quad \Psi_2 = L_2 \cdot i_2 + M_{12} \cdot i_1 \tag{2.20}$$

R_1 , R_2 – активно съпротивление на предавателната и приемната намотки; L_1 , L_2 – индуктивност на предавателната и приемната намотки; $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$ – индуктивност, определена от потоците на разсейване; M_{12} , M_{21} – взаимна индуктивност; u_1 – напрежение върху предавателната намотка; u_2 – прехвърлено напрежение в приемната намотка; e_{1II} , e_{2II} – *e.d.n.* на предавателната и приемната намотки; Ψ_1 , Ψ_2 – пълен магнитен поток, генериран от съответната намотка; Φ_N – магнитен поток за съответния брой навивки [Wb]; w – брой навивки; H – интензитет на полето; S – площ, пресичана от магнитния поток.

Като се заместят изразите за пълните потоци (2.20) в (2.15) се получава системата уравнения (2.21), като токовете i_1 и i_2 генерират магнитодвижещо напрежение в предавателната и приемната намотки. Съгласно закона на Кирхоф за магнитните вериги са валидни равенствата (2.22 и 2.23):

$$\begin{cases} u_1 = R_1 \cdot i_1 + L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M_{21} \frac{di_2}{dt} \\ -u_2 = R_2 \cdot i_2 + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M_{12} \frac{di_1}{dt} \end{cases} \quad (2.21)$$

$$w_1 \cdot i_1 = w_1 \cdot i_M - w_2 \cdot i_2 \quad (2.22)$$

$$i_1 = \frac{w_1 \cdot i_M}{w_1} - \frac{w_2 \cdot i_2}{w_1} = i_M - i_2 \frac{w_2}{w_1} = i_M - i_R \quad (2.23)$$

Отчитайки (2.23), *м.в.н.* ($w_1 \cdot i_M$) на предавателната намотка се разлага на две съставки. Първата е **намагнитваща** i_M , а втората ($-i_2 \cdot w_2/w_1 = -i_R$) представлява реакцията на протичащия в приемника ток – **отразен ток** i_R .

2.1.2. Анализ на работата на *PT* в установен режим

В установен режим и пренебрегване на насищането, всички коефициенти от (2.21) са постоянни величини. Наличието на въздушна междина в магнитната верига предопределя линейния характер. При синусоидално напрежение на предавателната намотка диференциалните уравнения на системата се записват в комплексна форма:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = R_1 \cdot \dot{I}_1 + j\omega \cdot L_1 \cdot \dot{I}_1 + j\omega \cdot M_{21} \cdot \dot{I}_2 = R_1 \cdot \dot{I}_1 + j \cdot X_1 \cdot \dot{I}_1 + j \cdot X_M \cdot \dot{I}_2 = Z_1 \cdot \dot{I}_1 + j \cdot X_M \cdot \dot{I}_2 \\ -\dot{U}_2 = R_2 \cdot \dot{I}_2 + j\omega \cdot L_2 \cdot \dot{I}_2 + j\omega \cdot M_{12} \cdot \dot{I}_1 = R_2 \cdot \dot{I}_2 + j \cdot X_2 \cdot \dot{I}_2 + j \cdot X_M \cdot \dot{I}_1 = Z_2 \cdot \dot{I}_2 + j \cdot X_M \cdot \dot{I}_1 \end{cases} \quad (2.25)$$

$X_1 = \omega(L_1 + L_{\sigma 1})$; $X_2 = \omega(L_2 + L_{\sigma 2})$ – индуктивно съпротивление на предавателя и приемника; $X_M = \omega \cdot M_{21} = \omega \cdot M_{12}$ – индуктивно съпротивление на взаимна индукция; Z_1, Z_2 – импеданс на предавателя и приемника.

Към системата (2.25) се прибавя уравнението за веригата на товара $\dot{U}_2 = Z_T \cdot \dot{I}_2$.

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = Z_1 \cdot \dot{I}_1 + j \cdot X_M \cdot \dot{I}_2 \\ -Z_T \cdot \dot{I}_2 = Z_2 \cdot \dot{I}_2 + j \cdot X_M \cdot \dot{I}_1 \end{cases}; \quad \dot{I}_2 = -\frac{j \cdot X_M \cdot \dot{I}_1}{Z_T + Z_2}; \quad \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \frac{X_M^2}{Z_T + Z_2}} \quad (2.26)$$

Магнитните потоци от израз (2.20) могат да бъдат изразени чрез техните съставни части.

$$\begin{cases} \Psi_1 = \Phi_0 + \Phi_{\sigma 1} = w_1 \cdot \Phi_0 + L_{\sigma 1} \cdot i_1 \\ \Psi_2 = \Phi_0 + \Phi_{\sigma 2} = w_2 \cdot \Phi_0 + L_{\sigma 2} \cdot i_2 \end{cases} \quad (2.31)$$

Магнитните потоци на разсейване $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$ се развиват главно във въздушното пространство около намотката, т.е. в немагнитна среда и се описват с индуктивностите на разсейване $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$. Използвайки изрази (2.31), системата (2.15) се трансформира във вида:

$$\begin{cases} u_1 = R_1 \cdot i_1 + L_{\sigma 1} \cdot \frac{di_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi_0}{dt} \\ -u_2 = R_2 \cdot i_2 + L_{\sigma 2} \cdot \frac{di_2}{dt} + w_2 \frac{d\Phi_0}{dt} \end{cases}; \quad \begin{cases} \dot{U}_1 = R_1 \cdot \dot{I}_1 + j\omega L_{\sigma 1} \cdot \dot{I}_1 + \dot{E}_1 \\ -\dot{U}_2 = R_2 \cdot \dot{I}_2 + j\omega L_{\sigma 2} \cdot \dot{I}_2 + \dot{E}_2 \end{cases} \quad (2.32)$$

Системите уравнения (2.25 и 2.32) се приравняват, при което се получава:

$$\begin{cases} R_1 \cdot \dot{I}_1 + j\omega \cdot L_1 \cdot \dot{I}_1 + j\omega \cdot M \cdot \dot{I}_2 = R_1 \cdot \dot{I}_1 + j\omega L_{\sigma 1} \cdot \dot{I}_1 + \dot{E}_1 \\ R_2 \cdot \dot{I}_2 + j\omega \cdot L_2 \cdot \dot{I}_2 + j\omega \cdot M \cdot \dot{I}_1 = R_2 \cdot \dot{I}_2 + j\omega L_{\sigma 2} \cdot \dot{I}_2 + \dot{E}_2 \end{cases}; \quad \begin{cases} j\omega(L_1 - L_{\sigma 1}) \cdot \dot{I}_1 + j\omega \cdot M \cdot \dot{I}_2 = \dot{E}_1 \\ j\omega(L_2 - L_{\sigma 2}) \cdot \dot{I}_2 + j\omega \cdot M \cdot \dot{I}_1 = \dot{E}_2 \end{cases} \quad (2.34)$$

От системата уравнения (2.34) се обобщава, че конфигурацията на предавателната и приемната намотка е с основно значение за параметрите на *PT*. Определящи са собствената индуктивност (L_1, L_2), индуктивността на разсейване ($L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$) и площта на взаимодействие между двете намотки, представена количествено с M .

2.2. Електромагнитни загуби при *PT*

Загубите в *PT* се разделят на две части - загуби в магнитопровода и в намотките. Тяхна обща компонента са загубите от разсейване на магнитното поле, които се проявяват в зоната на въздушната междина и около намотките.

2.2.1. Загуби в магнитопровода

За отчитане загубите в магнитопровода се приема, че намагнитващият ток I_M има две съставки: активна I_{Ma} и реактивна I_{Mr} . Активната съставка съответства на магнитните загуби в сърцевината P_A , определени от нейното магнитното съпротивление R_M . Към тях се добавят и загубите от разсейването на магнитното поле в зоната на въздушната междина – P_δ . Загубите от реактивната компонента X_M са еквивалентни на тези от хистерезис – P_h и от вихрови токове – P_{vi} . На база направените разсъждения, общите загуби в магнитопровода са равни на (2.39) [48, 81]:

$$P_{FE} = P_A + P_\delta + P_{vi} + P_h = I_M^2 \cdot \left(\frac{X_M^2}{r_{0a}} + X_M \right) \quad (2.39)$$

2.2.2. Загуби от хистерезис. В единица обем те се определят с израз (2.45), като зависят от честотата на превключване f и от диапазона на изменение на индукцията ΔB . С увеличаване на работната честота ΔB намалява, т.к. се ограничават времето, необходимо за преориентиране на диполите.

$$P_h = c_1 \cdot f^{c_2} \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{c_3} \quad (2.45)$$

$$P_{vi} = \frac{B^2 \cdot f^2 \cdot V^2}{\rho_r}, [W/m^3] \quad (2.46)$$

2.2.3. Загуби от вихрови токове. Индуцираните вихрови токове водят до загряване и загуба на енергия в материала, която количествено за единица обем се определя с израз (2.46). Загубите зависят главно от специфичното съпротивление на материала - ρ_r , неговия обем - V и плътността на магнитното поле - B .

2.2.4. Загуби от разсейване на магнитното поле в зоната на въздушната междина. Определят се от увеличеното еквивалентното магнитно съпротивление на магнитопровода – R_M . За редуцирането им се използват магнитни концентратори, които фокусират полето около зоните на отворения магнитопровод.

2.4.2. Загуби в намотките

Имат важно конструктивно значение, т.к. оказват влияние върху плътността на тока в отделните зони на проводника, а също така и в различните слоеве на намотката. Състоят се от две основни части - загуби от постоянен $P_{CU(DC)}$ и от променлив $P_{CU(AC)}$ ток, като тяхната сума дава пълните загуби в намотката P_{CU} (2.77).

2.4.2.1. Загуби от постоянен ток - $P_{CU(DC)}$

Свързани са с постоянното съпротивление R_{DC} на намотката и се определят с изразите (2.77) и (2.78).

$$P_{CU} = P_{CU(DC)} + P_{CU(AC)} \quad (2.77)$$

$$R_{DC} = \rho_r \cdot \frac{l_w}{A_{cu}} \quad (2.78)$$

$$P_{CU(DC)} = I^2 \cdot R_{DC} \quad (2.79)$$

$$P_{CU(AC)} = P_S + P_{PR} + P_{ed} \quad (2.80)$$

2.4.2.2. Загуби от променлив ток - $P_{CU(AC)}$

Обуславят се от *скин ефекта* – P_S , *ефекта на близост* – P_{PR} и *краеви ефект* – P_{ed} . Те засилват своето влияние с увеличаване на работната честота, като сумата им дава общите AC загуби в проводника (2.80). Редуцирането на загубите е свързано с прилагане на конкретни мерки за оптимизиране на геометричната форма на намотките, сечението и вида на проводника.

$$R_S = R_{DC} \cdot \frac{A_{cu}}{\delta_s \cdot (1 - e^{-A_{cu}/\delta_s})}; \delta_s = \sqrt{\frac{\rho_r}{\pi \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot f}} \quad (2.81)$$

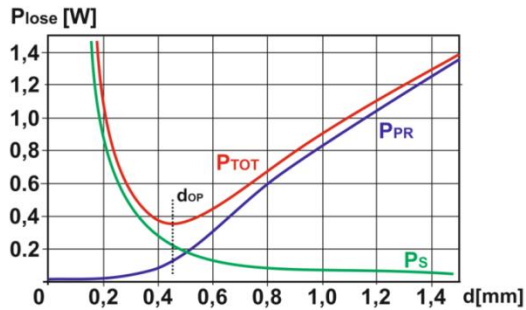
$$P_S = R_S \cdot I^2 = k_S \cdot R_{DC} \cdot I^2 \quad (2.82)$$

$$P_{PR} = R_{AC} \cdot H^2 = k_{PR} \cdot R_{DC} \cdot H^2 \quad (2.84)$$

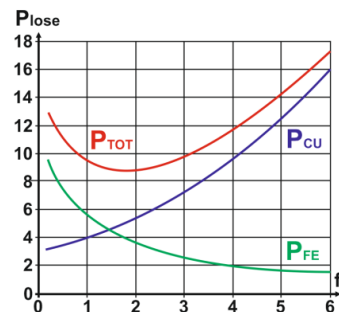
2.4.3. Ефективност на PT

Променливотоковите загуби въздействат върху ефективното сечение на проводника и следователно активното съпротивление на намотките. За определяне на оптималния диаметър на проводника се използва графичната зависимост от фиг.2.21.

Загубите в PT са честотно зависими. На фиг.2.24 [92] графично е представен начинът, по който работната честота влияе върху общите загуби $P_{TOT} = P_{FE} + P_{CU}$. Увеличаването на f води до нарастване на P_{CU} , тъй като се засилва негативното влияние на скин ефекта и този на близост – $\uparrow R_S$, $\uparrow R_{PR}$. От друга страна загубите в магнитопровода – P_{FE} намаляват, поради ограничаване на ΔB .



Фиг.2.21. Зависимост между диаметъра на използвания проводник и големината на видовете АС загуби

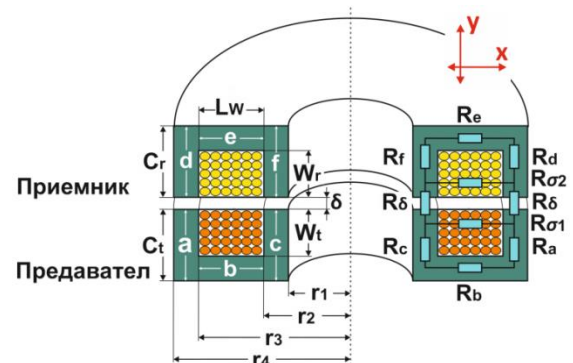


Фиг.2.24. Ефективност на PT в зависимост от работната честота

2.3. Модел на ротационен трансформатор

Синтезирането на адекватен модел и аналитичното му представяне позволява да се извърши оптимално проектиране на PT . Анализът е направен на база разделяне на магнитопровода на области с еднакво електромагнитно натоварване – фиг.2.7., където:

Lw, Wt, Wr – геометрични размери на намотките, съответно дължина и ширина, като индексът t обозначава предавател, а r приемник; r_1 – радиус на ротиращата ос; $r_{2/3}$ – радиуси, определящи ширината на намотките; r_4 – външен радиус на PT ; a, b, c, d, e, f – сечение на обособените зони на магнитопровода. Участъците f и c определят минималното сечение на магнитопровода; Ct, Cr – дължина на PT ; $R_{(n)} \rightarrow R_{(a)}, R_{(b)}, R_{(c)}, R_{(d)}, R_{(e)}, R_{(f)}, R_{(\delta)}$ – магнитно съпротивление на отделните зони. Общо те представляват затворен контур от участъци с дължини $l_{(n)}$, като интензитетът на полето H през тях е неизменен; $R_{\sigma 1}, R_{\sigma 2}$ – съпротивления, отразяващи загубите от разсейване [96,84].



Фиг.2.7. Геометрични размери на радиален PT

2.3.1. Магнитно съпротивление на магнитопровода и индуктивност на намагнитване

Магнитното съпротивление на магнитопровода R_M , е сума от съпротивлението на отделните участъци, които се изчисляват, съгласно израза (2.49):

$$R_M = \sum R_{(n)} = \frac{(R_a + R_b + R_c) \cdot R_{\sigma 1}}{R_a + R_b + R_c + R_{\sigma 1}} + \frac{(R_d + R_e + R_f) \cdot R_{\sigma 2}}{R_d + R_e + R_f + R_{\sigma 2}} + 2R_{\delta} = R_m + 2R_{\delta} \quad (2.49)$$

$$R_{(n)} = \int_{\partial A} \frac{dl}{\mu_r \cdot A_{(n)}}; \quad R_a = \frac{l_a}{\mu_r \pi (r_4^2 - r_3^2)}; \quad R_b = \frac{l_b}{\mu_r 2\pi (C_t - W_t)} \cdot \ln \frac{r_3}{r_2}; \quad R_c = \frac{l_c}{\mu_r \pi (r_2^2 - r_1^2)};$$

$$R_d = \frac{l_d}{\mu_r \pi (r_4^2 - r_3^2)}; \quad R_e = \frac{l_e}{\mu_r 2\pi (C_r - W_r)} \cdot \ln \frac{r_3}{r_2}; \quad R_f = \frac{l_f}{\mu_r \pi (r_2^2 - r_1^2)}; \quad R_{\sigma 1} = \frac{l_b}{\mu_0 2\pi W_t} \cdot \ln \frac{r_3}{r_2};$$

$$R_{\sigma 2} = \frac{l_e}{\mu_0 2\pi W_r} \cdot \ln \frac{r_3}{r_2}; \quad R_{\delta} = \frac{\delta}{\mu_0 \pi (r_4^2 - r_3^2)} = \frac{\delta}{\mu_0 \pi (r_2^2 - r_1^2)} \quad (2.51)$$

Индуктивностите на намагнитване и разсейване се определят на база еквивалентната магнитна верига на магнитопровода и се изчисляват съгласно изразите:

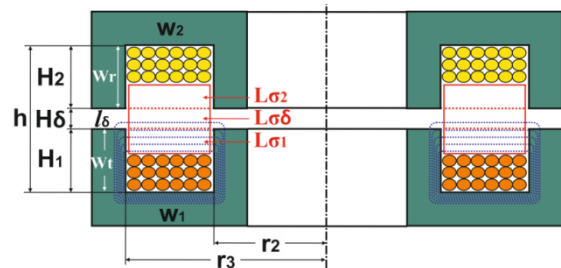
$$L_m = \frac{w_1^2}{R_M} = \frac{w_1^2}{R_m + 2R_\delta} ; \quad L_{\sigma 1} = \frac{w_1^2}{R_{\sigma 1}} ; \quad L_{\sigma 2} = \frac{w_2^2}{R_{\sigma 2}} \quad (2.54)$$

Заклучение: индуктивността на намагнитване зависи от съпротивлението на магнитната верига, като определящо значение оказва компонентата на въздушната междина R_δ .

2.3.2. Индуктивност на разсейване в зоната на въздушната междина

Индуктивността на разсейване отразява каква част от магнитните силови линии се затварят в предавателя, без да достигнат до приемника. Този параметър зависи от геометрията на намотките и от големината на въздушната междина. Областите на разсейване на магнитните силови линии са представени на фиг.2.9 [96, 63]., където

H_1 – интензитет на полето в зоната на предавателя; H_2 – интензитет на полето в зоната на приемника; H_δ – интензитет на полето в зоната на въздушната междина; $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$, $L_{\sigma \delta}$ – индуктивност на разсейване за съответната зона - предавател, приемник, въздушна междина; W_m – магнитната енергия в единица обем; $W_{L\sigma}$ – магнитната енергията в индуктивността на разсейване.



Фиг.2.9. Напречно сечение на радиален PT

Индуктивността на разсейване $L_{\sigma \delta}$ се определя чрез магнитната енергия, съхранена в обема на въздушната междина.

$$W_m = \int_v \frac{1}{2} H \cdot B \cdot dv, \quad W_{L_{\sigma \delta}} = \frac{1}{2} L_{\sigma \delta} \cdot I_1^2, \quad W_m = W_{L_{\sigma \delta}} \quad (2.55)$$

Интензитетът на полето в зоните на въздушната междина - H_δ е равен на:

$$\oint_{\Delta S} H \cdot dl = w \cdot I ; \quad H_\delta = \frac{w_1 \cdot I_1}{l_\delta} \quad (2.58)$$

$$W_m = \int_v \frac{1}{2} H \cdot B \cdot dv = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot H^2 \cdot V_\delta = \frac{1}{2} L_{\sigma \delta} \cdot I_1^2 ; \quad \mu_0 \cdot H^2 \cdot V_\delta = L_{\sigma \delta} \cdot I_1^2, \quad \text{където} \quad (2.59)$$

l – средна дължина на магнитните силови линии; V_δ – обем на въздушната междина.

Чрез (2.58 и 2.59) се определя индуктивността на разсейване в зоната на δ .

$$L_{\sigma \delta} = \frac{\mu_0 \cdot H_\delta^2 \cdot V_\delta}{I_1^2} = \mu_0 \cdot w_1^2 \cdot \frac{V_\delta}{l_\delta^2} \quad (2.60)$$

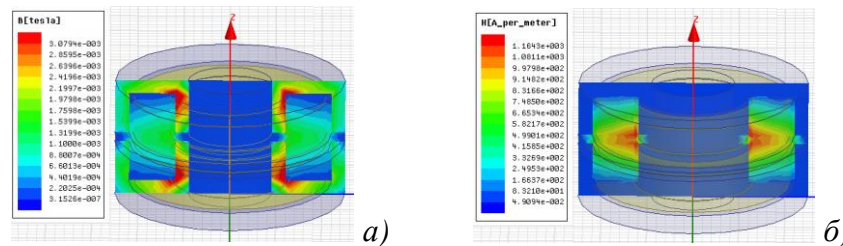
Заклучение: за ограничаване на $L_{\sigma \delta}$ се въздейства върху обема на въздушната междина чрез намаляване размерите на δ и използване на магнитни концентратори.

2.3.3. Разпределение на електромагнитното поле при различни конфигурации на магнитопровода PT

Представените в първа глава конструкции на PT (параграф.1.2) са изследвани чрез софтуерен продукт за анализ на електромагнитни полета Ansys Maxwell. Симулациите са извършени при еднакви входни параметри и идентични конструктивни условия – материал на магнитопровода, вид на намотката и габаритни размери. Резултатите от изследването показват разпределението на полето и неговия интензитет в отделните зони на PT.

а) радиална конфигурация (R);

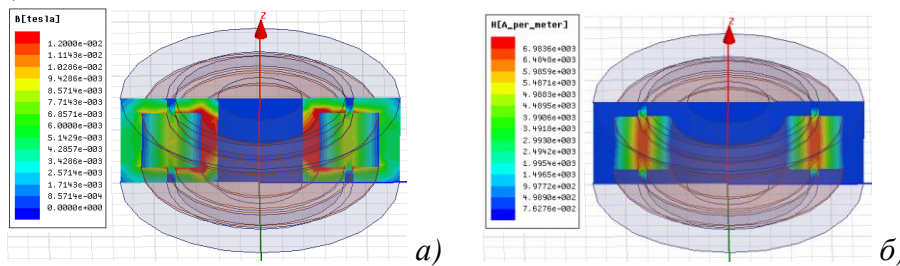
На фиг.2.10 са представени резултатите от компютърния анализ на радиална конфигурация.



Фиг.2.10. Електромагнитна симулация на радиална конфигурация: а) магнитна индукция; б)интензитет на полето

б) аксиална конфигурация (А);

На фиг.2.11 са представени резултатите от компютърния анализ на аксиална конфигурация.

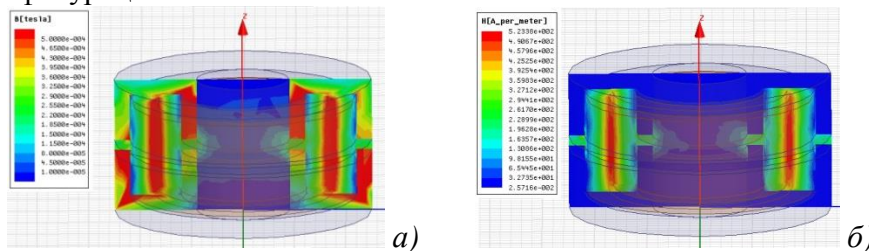


Фиг.2.11. Електромагнитна симулация на аксална конфигурация: а) магнитна индукция; б)интензитет на полето

Анализът на резултатите показва, че при А конструкция интензитетът на магнитното поле между намотките е по-голям, което определя по-добър коефициент на магнитна връзка, а от там и по-висока ефективност. При R конфигурация имаме равномерно разпределение на магнитната индукция между предавател и приемник, което определя по-добри термични показатели.

в) коаксиално-радиална конфигурация (CR);

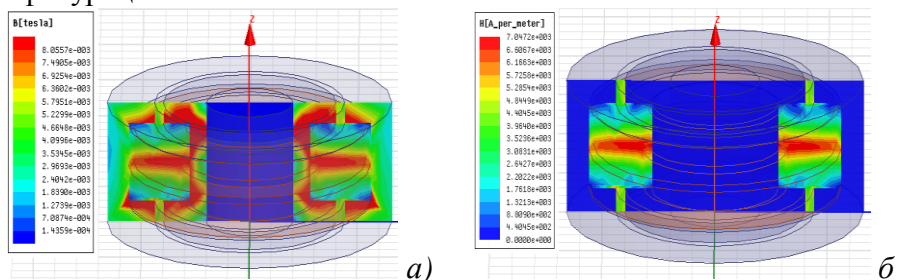
На фиг.2.12 са представени резултатите от компютърния анализ на коаксиално-радиална конфигурация.



Фиг.2.12. Електромагнитна симулация на коаксиално-радиална конфигурация: а) магнитна индукция; б)интензитет на полето

в) коаксиално-аксиална конфигурация (CA);

На фиг.2.13 са представени резултатите от компютърния анализ на коаксиално-аксиална конфигурация.



Фиг.2.13. Електромагнитна симулация на коаксиално-аксиална конфигурация: а) магнитна индукция; б)интензитет на полето

Коаксиалните безконтактни предаватели имат по-добър коефициент на магнитна връзка, определен от по-голямата площ на припокриване на намотките. В таблица 2.1 са обобщени резултатите от компютърния анализ на разгледаните конструкции на *PT*.

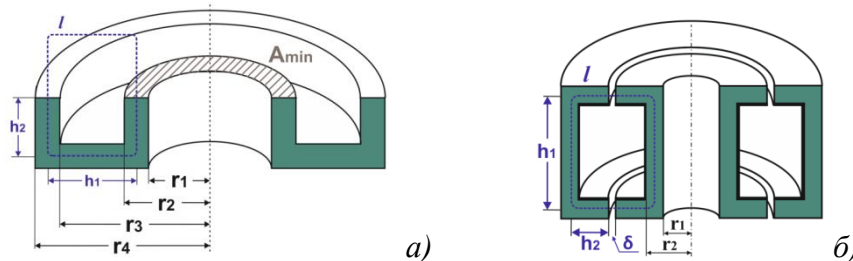
Заклучение: коаксиално-радиалната конструкция осигурява най-висока ефективност при минимални условия за насищане. Тя обединява предимствата на *A* и *R* конфигурация, които съответно са: по-голяма активна площ на предавателната намотка; равномерно разпределение на магнитното поле.

Таблица 2.1. Резултати от компютърен електромагнитен анализ на видовете *PT*

Вид <i>PT</i>	<i>R</i>	<i>A</i>	<i>CR</i>	<i>CA</i>
<i>B</i> [mT]	3,1	12	0,5	8
<i>H</i> [A/m]	1,16	6,98	0,52	7,04
<i>M</i> [nH]	173	21	176	22
<i>k</i>	0,78	0,87	0,93	0,88

2.4. Анализ на предавателната и приемната намотки

Намотките на *PT* представляват индуктивни елементи, характеризиращи се със собствена индуктивност *L*. Тя е основен параметър и количествено може да се изрази с (2.61). За изчисляване на индуктивността на намотките се използват посочените конструктивни размери, съгласно фиг.2.14а за радиална и фиг.2.14б за аксиална конструкция.



Фиг.2.14. Конструктивни параметри за определяне индуктивността на намотките: а)радиална конструкция; б)аксиална конструкция

Amin – минимално сечение на магнитопровода; *l* – средна дължина на магнитната силова линия; *i* – ток през намотката; *AL* – конструкторската магнитна константа. Освен индуктивност *L*, всяка намотка притежава активно съпротивление *R* и собствен паразитен капацитет *CP*, който е резултат от капацитета между навивките - *CPW*, капацитета между намотката и основата (магнитопровода) - *CPB*, и капацитета на свързващите проводници *CPC*. Стойността му се определя чрез израз (2.65) [16, 64].

$$C_P = \xi_0 \cdot \xi_r \cdot \frac{S}{d} = C_{PW} + C_{PB} + C_{PC} = (\xi_{rw} + \xi_{rb}) \xi_0 \cdot \frac{A_{cu}}{d_w} \cdot l_w + \frac{2\pi \cdot \xi_0}{\ln(d_t/r)} \quad (2.65)$$

ξ_{rw} – диелектрична проницаемост на изолационния материал между навивките, най-често въздух или епоксидна смола; ξ_{rb} – диелектрична проницаемост на основата на намотката; *A_{cu}* – сечение на проводника; *d_w* – разстояние между навивките; *l_w* – дължина на въздушната междина между навивките; *d_t* – разстояние между изводите на намотката; *r* – радиус на проводника.

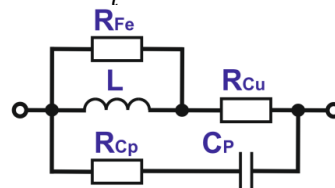
Предавателната и приемната намотки се описват с еквивалентна заместващата схема, представена на фиг.2.15 [16, 64]. *RC_p* – активно съпротивление, отразяващо загубите в паразитния капацитет; *RFe* – активно съпротивление, отразяващо загубите в

$$L = \frac{w \cdot \Phi}{i}; \Phi = \frac{\mu_0 \cdot w \cdot i \cdot A_{min}}{l} \quad (2.61)$$

$$l = 2 \cdot h_1 + 4 \cdot h_2 + 2 \cdot h_\delta \quad (2.62)$$

$$A_{min} = S_2 - S_1 = \pi(r_2^2 - r_1^2) \quad (2.63)$$

$$L = \frac{\mu_r \cdot w^2 \cdot A_{min}}{l}; L = w^2 \cdot A_L \quad (2.63)$$

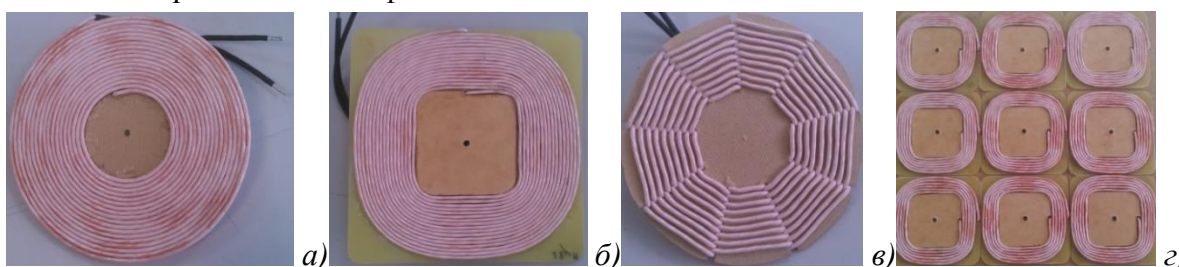


Фиг.2.15. Еквивалентна схема на предавателната и приемната намотка:

магнитопровода; R_{Cu} – активно съпротивление на загубите в проводника. В съответствие с еквивалентната схема от фиг.2.15, намотката може да се разглежда като паралелен резонансен кръг със собствена честота - f_{SRF} . Допълнителни параметри, оценяващи качествените показатели на намотките са: температурен коефициент на устойчивост TCL ; устойчивост на конструкторската константа на магнитопровода A_L/L_0 ; номинално напрежение U_0 ; номинален ток I_0 ; ток на насищане I_{sat} .

2.5. Видове геометрични конфигурации на намотките

При избора на конфигурация на предавателната и приемната намотки се цели намаляване на паразитния капацитет C_p и максимална активната площ на взаимодействие между тях. За постигане на това е целесъобразно използването на планарни намотки с едноредова топология на навиване. Основните видове планарни намотки са представени на фиг.2.25.



Фиг.2.25. Видове планарни намотки: а) кръгла; б) квадратна; в) звездообразна(spider) г)комбинирано включване

Сравнителният анализ показва, че кръглата конфигурация има по-голяма ефективност на предаване в зоната на намотката и по-висока плътност на енергията. Това се обяснява с отслабване на полето, поради изкривяване на магнитните силови линии в ъглите при квадратната и правоъгълната намотка [29, 54]. Въпреки посочения недостатък, те се използват при модулните ротационни системи, т.к. осигуряват по-голяма площ на припокриване и геометрична симетрия.

2.6. Характеристики на видовете планарни намотки

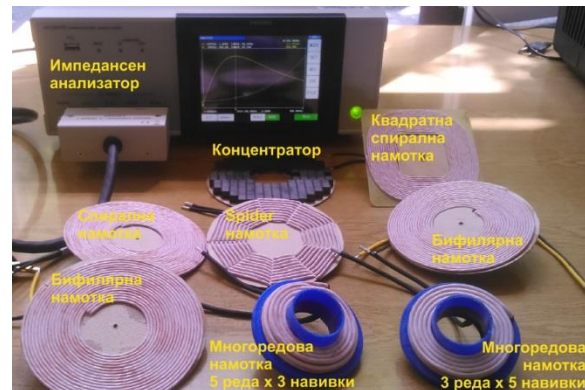
Качествените показатели на проектираните намотки за PT са експериментално изследвани посредством импедансен анализатор $HIOKI IM3570$ - фиг.2.27. Проведените опити са с наличие на магнитен концентратор и при липсата му, като резултатите представят влиянието, което магнитопроводът оказва върху резонансната честота, индуктивността и паразитния капацитет. Изследваните намотки са едноредови, изработени от литцендрат, с еднакви конструктивни параметри – вътрешен, външен радиус и брой навивки. Резултатите от изследването представляват графични зависимости на параметрите Q , L_s , R_s , R_p във функция на честотата, като диапазонът на изменение е $f=1\div 800kHz$. Данните от анализа са обобщени в Таблица 2.2.

Таблица 2.2. Честотен анализ на качествените показатели на видовете намотки

Параметър	$Q/f_0[kHz]$	$R_s [\Omega]$ (1÷800)kHz		$R_p [k\Omega]$ (1÷800)kHz		$L_s [\mu H]$ (1÷800)kHz		$C_p[nF]$
		min	max	min	max	min	max	
Спирална	397/296	0,013	0,55	4,69	36,0	21,8	26,7	11,8
Спирална+Fe	339/157	0,17	1,74	3,81	29,2	34,4	42,6	27,1
Spider	355/273	0,022	0,63	3,74	28,6	21	26	13,7
Spider + Fe	336/184	0,14	1,52	3,77	28,9	32,3	39,9	20,6
Бифилярна	328/257	0,068	1,02	3,04	23,3	22	29	15,6
Бифил. + Fe	311/161	0,31	2,89	2,93	22,5	34	47	25,8

Заклучение: използването на магнитопровод води до намаляване на Q фактора, до понижаване на резонансната честота на намотките и до увеличаване на паразитния капацитет. Това се обуславя от увеличаването на L_s и засилване влиянието на компонентата C_{PB} - капацитетът между намотката и магнитопровода.

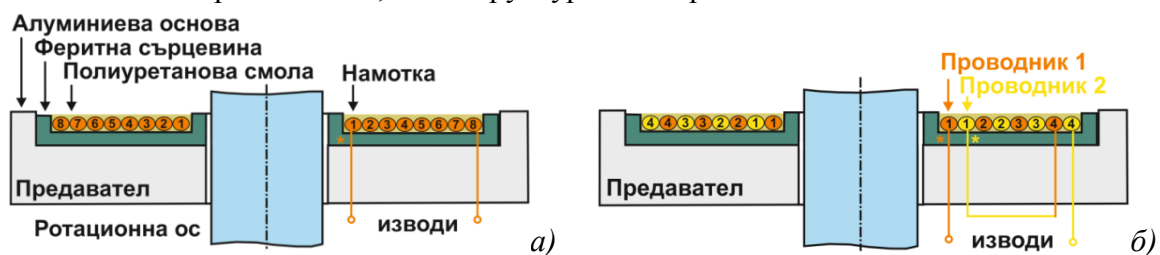
Спиралната конфигурация на навиване е с най-добри показатели при едноредовите намотки. Спрямо използваните геометрични размери бифиларната конфигурация е с най-лоши показатели, което се обяснява с факта, че към основния капацитет се добавя този на изводите и свързващите проводници, който в случая поради двата проводника е завишен. Използването на бифиларна конфигурация е оправдано при многоредови намотки и едноредови с голяма активна площ.



Фиг.2.27. Изследване качественте показатели на видовете намотки

2.6.1. Видове конфигурации на предавателната и приемната намотки

С оглед на геометрията на PT се използва основно кръгла спирална форма на намотките. Варианти за конструктивно оформление на PT са представени на фиг.2.29. Посочен е само предавателят, като структурата на приемника е идентична.



Фиг.2.29. Конструкция на PT : а) едноредова намотка; б) бифиларна

Технически целесъобразно е за основата на PT да се използва полиамид или алуминий, в които се фрезова канал за вграждане на магнитопровода и съответната намотка. Така получената конструкция се залива с полиуретанова или друг вид смола. По този начин се предава механична здравина и устойчивост към вибрации, влага, прах и др., като се подобряват и изолационните характеристики. Недостатък представлява влошаването на паразитния капацитет, т.к диелектричната проникваемост на смолата е по-голяма от тази на въздуха. Основните конфигурации на намотките са:

а) **едноредова намотка** - притежава най-нисък паразитен капацитет и следователно най-висока резонансна честота. Може да бъде реализирана с дистанция между навивките, при което се намалява влиянието от ефекта на близост;

б) **многоредова намотка** - характеризира се с най-голям паразитен капацитет и най-лоши честотни свойства. Използва се при необходимост от голяма индуктивност;

в) **многофиларна намотка** - реализира се чрез паралелното навиване на два и повече проводника, като изводите им се свързват последователно (начало-край). Това води до намаляване на паразитния капацитет, като дава възможност за получаване на по-големи индуктивности.

2.7. Изводи и резултати

1. Направен е аналитичен електрически и електромагнитен анализ на PT , представящ процесите в магнитопровода, намотките и въздушната междина.

2. Извършени са компютърни симулации на видовете конструкции на *PT*, които показват разпределението и интензитета на електромагнитното поле в магнитопровода, намотките и въздушната междина.

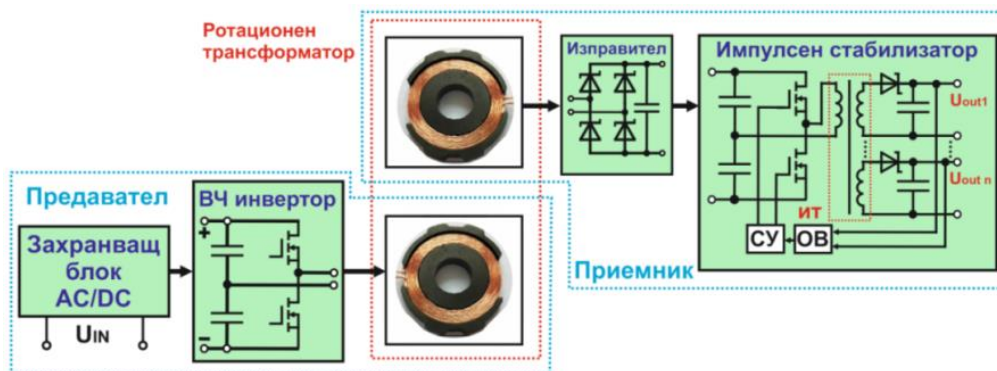
3. Описани са процесите, характеризиращи предаването на енергия и са представени основните фактори, влияещи върху ефективността. Направена е количествена оценка на видовете загуби в магнитопровода и намотките.

4. На база честотно-параметричен анализ е извършено сравнение между еквивалентните параметри на видовете намотки, като са посочени основните предимства и недостатъци. Предложени са варианти за конструиране на магнитопровода и намотките на *PT*, осигуряващи максимално висока ефективност.

ГЛАВА ТРЕТА. ПРОЕКТИРАНЕ НА БЕЗКОНТАКТЕН РОТАЦИОНЕН ТРАНСФОРМАТОР

3.1. Параметри на ротационния трансформатор

С цел универсалност на методиката за проектиране, приемникът се разглежда с една приемна намотка. При необходимост от по-голям брой галванично разделени захранващи напрежения се използва допълнителен импулсен *DC/DC* преобразувател, включен в приемната страна, осигуряващ същевременно и непосредствена стабилизация на изходните напрежения. Блокова схема на подобна система е представена на фиг.3.1[3].



Фиг.3.1. Блокова схема на безконтактен предавател с *n*-брой галванично разделени изходни напрежения

Пълната мощност на системата, при ефективност за подобен вид устройства в диапазона 85-95% и *n*-брой изходни напрежения се изчислява съгласно израза:

$$P_2 = P_{out} = \sum_n U_{out(n)} \cdot I_{out(n)} \quad , \quad P_1 \approx P_{out} / \eta \quad (3.1)$$

3.1.1. Сечение на магнитопровода на *PT*

На база изчислената пълна мощност се определя минималното сечение на *PT*, като за целта се използва максималната стойност на входния ток I_{1pk} – израз (3.3) [6, 8]. Необходимата индуктивност на предавателната намотка L_1 се изчислява чрез изразите (3.4) и (3.5).

$$I_{1pk} = \frac{k_r \cdot P_{out}}{U_1} \quad ; \quad W_{in} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{1pk}^2 \quad ; \quad L_1 = \frac{2 \cdot W_{in}}{I_{1pk}^2} = \frac{2 \cdot U_1(\min) \cdot \Delta t}{I_{1pk}^2} \quad (3.3, 3.4, 3.5)$$

За точно определяне на L_1 е целесъобразно изразът за входната енергия да представя количествено пълната енергия, която циркулира в магнитопровода и въздушната междина (3.6).

$$W_{in} = W_{TOT} = \frac{1}{2} \int H \cdot B dV = \frac{1}{2} H_{Fe} \cdot B_{Fe} \cdot V_{Fe} + \frac{1}{2} H_{\delta} \cdot B_{\delta} \cdot V_{\delta} = W_{Fe} + W_{\delta} \quad (3.6)$$

$$W_{TOT} = \frac{1}{2} \cdot B \cdot (H_{Fe} \cdot l_{Fe} + H_{\delta} \cdot \delta) \cdot A \quad ; \quad V_{Fe} = l_{Fe} \cdot A \quad ; \quad V_{\delta} = l_{\delta} \cdot A = \delta \cdot A \quad , \quad \text{където} \quad (3.8)$$

W_{in} – енергия на захранващия източник; W_{TOT} – обща енергия в PT ; W_{Fe} – енергия в магнитопровода; W_{δ} – енергия във въздушната междина; V_{Fe} – обем на магнитопровода, дефиниран от сечението; l_{Fe} – средна дължина на магнитопровода; V_{δ} – обем на въздушната междина; l_{δ} – средна дължина на въздушната междина; A – сечение на магнитопровода; Δt – коефициент на запълване.

$$B = \mu \cdot H; \quad H_{Fe} = \frac{B}{\mu_0 \mu_r}; \quad H_{\delta} = \frac{B}{\mu_0}; \quad W_{TOT} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_0} \cdot (l_{Fe} + \delta) \cdot A; \quad W_{TOT} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_0} \cdot \delta \cdot A \quad (3.10, 3.11)$$

Тъй като μ_r на магнитопровода е много голяма (2000÷4000), компонентата l_{Fe}/μ_r е пренебрежимо малка спрямо тази на δ , при което израз (3.10) се опростява до (3.11). На база (3.5) и (3.11), се определя необходимата индуктивност, с отчитане влиянието на въздушната междина – израз (3.12).

Сечението на магнитопровода A и респективно неговия обем V_M , се определят на база диаметъра на ротиращата ос, като при възможност се използват стандартни PS ферити. При проектиране на съставен магнитопровод – фиг.3.2, определящо значение има вътрешният радиус r_1 на PT , т.к. чрез него най-лесно може да се променя сечението и обема на конструкцията. Геометричните параметри се описват с изрази (3.13) и (3.14):

3.1.2. Определяне броя навивки на предавателя и приемника

След дефиниране сечението на магнитопровода се изчисляват броя на навивките на предавателя w_1 , като спрямо тях се пресмята индуктивността на предавателната намотка (3.15). За по-добри енергийни показатели се препоръчва коефициентът на трансформация да е I , т.е $w_1 = w_2$ [92].

В случай на голяма разлика между захранващото напрежението на предавателя и желаната трансформирана стойност се използва допълнителна корекция чрез коефициента на трансформация (3.18).

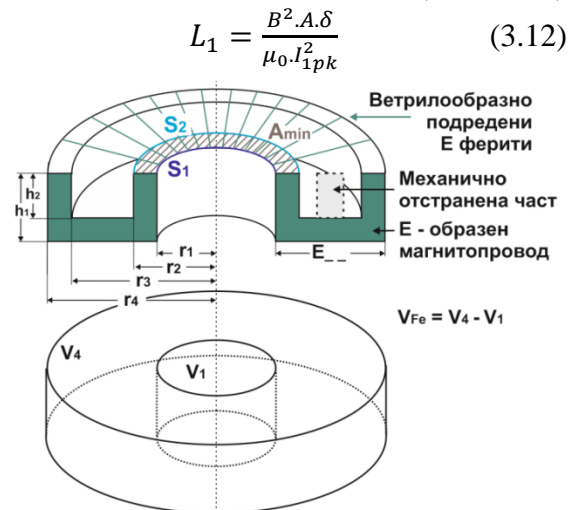
3.1.4. Определяне сечението на проводника

За определяне на сечението (диаметъра) на използвания проводник (литцентрат) се пресмята ефективната стойност на тока през всяка намотка:

$$I_{1(eff)} = I_1/\sqrt{2}; \quad I_{2(eff)} = I_2/\sqrt{2} \quad (3.19)$$

$$D_1 = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{1(eff)}}{I_{dens}}} [mm]; \quad D_2 = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{2(eff)}}{I_{dens}}} [mm], \quad \text{където} \quad (3.20)$$

$I_{dens} = 2 \div 4, [A/mm]$ – плътност на тока. Изборът се прави спрямо конструкцията и условията за охлаждане на намотките; D – диаметър на проводника.



Фиг.3.2. Основни геометрични параметри при съставен магнитопровод за PT ;

$$V_{Fe} = V_4 - V_1 = \pi \cdot h_1 (r_4^2 - r_1^2) \quad (3.13)$$

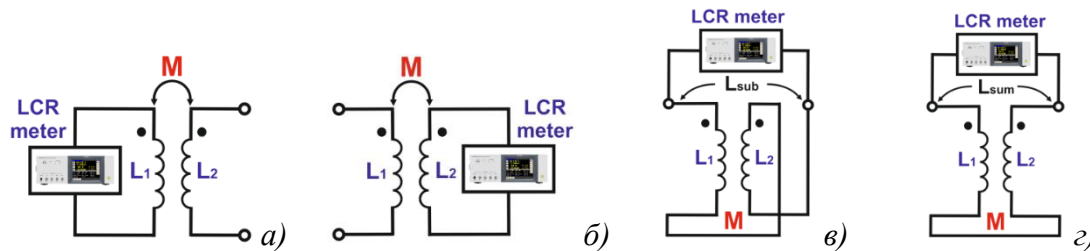
$$A_{min} = S_2 - S_1 = \pi (r_2^2 - r_1^2) \quad (3.14)$$

$$w_1 = \frac{U_1 \cdot \Delta t}{A_{min} \cdot \Delta B}; \quad L_1 = A_L \cdot w_1^2 \quad (3.15)$$

$$w_2 = \frac{U_2}{U_1} \cdot w_1 \quad (3.18)$$

3.2. Сравнение между различни конфигурации на намотките при *PT*. Експериментално определяне коефициента на магнитна връзка

С основно значение за ефективността на *PT* е коефициентът на магнитна връзка, чието дефиниране е свързано с измерване на електрическите параметри на предавателната и приемната намотки при реални работни условия. Измерването се провежда с честотно задаващ *LCR* метър, настроен на работната честота на инвертора, без товар, съгласно схемите показани на фиг.3.3. Измерваните параметри са както следва: а) собствена индуктивност на предавателя; б) собствена индуктивност на приемника; в) индуктивност при последователно свързване на намотките; г) индуктивност при последователно инверсно свързване на намотките [79].



Фиг.3.3. Схеми на свързване за експериментално определяне на коефициента на магнитна връзка чрез *LCR* метър

Съгласно представените схеми са в сила следните изрази:

$$L_{sum} = L_1 + L_2 + 2M_{12}; \quad L_{sum} - 2M_{12} = L_1 + L_2 \quad (3.25)$$

$$L_{sub} = L_1 + L_2 - 2M_{12}; \quad L_{sub} + 2M_{12} = L_1 + L_2 \quad (3.26)$$

Приравнявайки изразите (3.25 и 3.26) се определя взаимната индуктивност:

$$L_{sub} + 2M_{12} = L_{sum} - 2M_{12}; \quad M_{12} = \frac{L_{sum} - L_{sub}}{4} \quad (3.27)$$

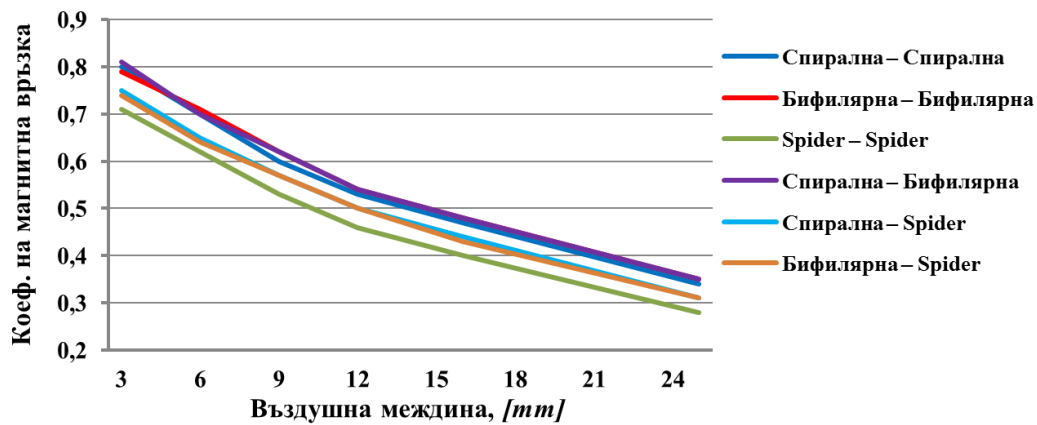
Коефициентът на магнитна връзка k и факторът на индуктивност на разсейване σ се изчислява съгласно изразите:

$$k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}; \quad \sigma = 1 - k = 1 - \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (3.29)$$

На база представената методика е изследван коефициентът на магнитна връзка при следните конфигурации на намотките на *PT*: спирална, бифилярна, звездообразна и комбинация от тях. Измерванията са извършени при идентични конструктивни условия и позициониране, като се променя само въздушната междина в интервала от (3 ÷ 25)мм. Резултатите са представени в Таблица 3.1, а графично са обобщени на фиг.3.5.

Таблица 3.1. Коефициент на магн. връзка при различни конфигурации на намотките

Въздушна междина[mm]	3,00	6,00	9,00	12,00	16,0	25,0
Конфигурация на <i>PT</i>	Коефициент на магнитна връзка - k					
Спирална – Спирална	0,80	0,70	0,60	0,53	0,47	0,34
Бифилярна – Бифилярна	0,79	0,71	0,62	0,54	0,48	0,35
Spider – Spider	0,71	0,62	0,53	0,46	0,40	0,28
Спирална – Бифилярна	0,81	0,70	0,62	0,54	0,48	0,35
Спирална – Spider	0,75	0,65	0,57	0,50	0,44	0,31
Бифилярна – Spider	0,74	0,64	0,60	0,50	0,43	0,31

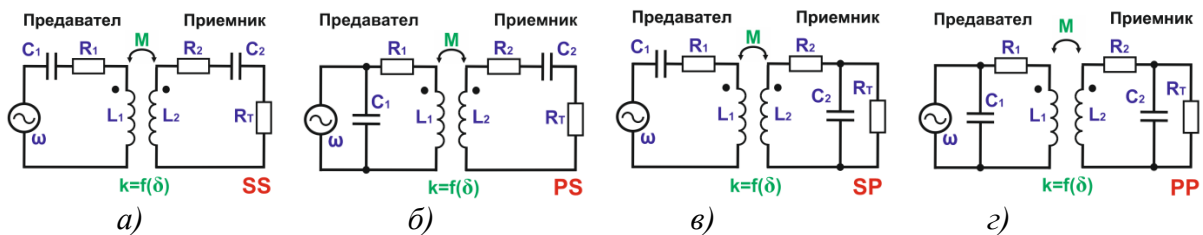


Фиг.3.5. Зависимост на $k=f(\delta)$ при различни конфигурации на намотките

Заклучение: спиралната и бифилярната конфигурация осигуряват най-висок и приблизително еднакъв коефициент на магнитна връзка. Сравнението между тях показва, че бифилярната намотка е с по-добри показатели, което е по-силно изразено в случаите на комбинирано свързване.

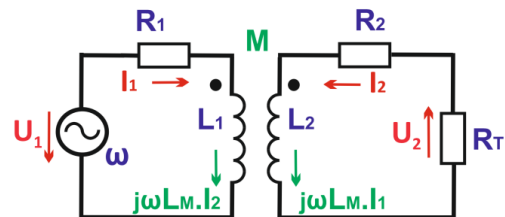
3.3. Компенсиране индуктивността на предавателната и приемната намотки

За подобряване на ефективността, в електрическата верига на PT се включват кондензатори, които компенсират индуктивния характер на намотките и осигуряват условия за протичане на резонансните процеси. В съответствие със схемата на свързване на кондензаторите се различават четири основни метода на компенсация.



Фиг.3.6. Схеми на компенсиране: а) последователно-последователна (SS); б) паралелно – последователна (PS); в) последователно-паралелна (SP); г) паралелно-паралелна (PP)

За изясняване принципа на действие на компенсиращите звена е разгледан вариант на електрическата схема на PT без наличието на компенсиращи кондензатори фиг.3.7 [27, 101]. На база изведените уравнения са представени промените, които се предизвикват при включването на съответно компенсиращо звено.



Фиг.3.7. Електрическа схема на безконтактен трансформатор без компенсиращи кондензатори

Уравненията за двете вериги са:

$$\dot{U}_1 = (R_1 + j\omega L_1) \cdot \dot{I}_1 + j\omega L_M \cdot \dot{I}_2 = Z_1 \cdot \dot{I}_1 + Z_R \cdot \dot{I}_2 \quad (3.30)$$

$$-j\omega L_M \cdot \dot{I}_1 = (R_2 + R_T + j\omega L_2) \cdot \dot{I}_2 = Z_2 \cdot \dot{I}_2 \quad (3.31)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{-j\omega L_M \cdot \dot{I}_1}{Z_2}; \quad j\omega L_M \cdot \dot{I}_2 = -\frac{j^2 \omega^2 L_M^2 \cdot \dot{I}_1}{Z_2} = \frac{\omega^2 L_M^2}{Z_2} \cdot \dot{I}_1 = Z_R \cdot \dot{I}_1 \quad (3.33)$$

$$\dot{U}_1 = (R_1 + j\omega L_1) \cdot \dot{I}_1 + Z_R \cdot \dot{I}_1 = (R_1 + j\omega L_1 + Z_R) \cdot \dot{I}_1 = Z_{eq} \cdot \dot{I}_1 \quad (3.34)$$

Z_2 – импеданс на приемника; Z_R – отразен импеданс от приемника; Z_{eq} – еквивалентен импеданс на PT . Количеството енергия, прехвърлена в приемника, се определя от реалната компонента на отразения импеданс - $P_{1 \rightarrow 2} = \Re Z_R$

3.3.1. Последователно компенсиране на приемника ($_S$)

При тава компенсиране (фиг.3.6а,б) във веригата на приемника се включва последователен кондензатор. Вторичният и отразеният импеданс са съответно равни на:

$$Z_{2(_S)} = R_2 + R_T + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2); \quad Z_{R(_S)} = \frac{\omega^2 \cdot L_M^2}{Z_2} = \frac{\omega^2 \cdot L_M^2}{R_2 + R_T + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)} \quad (3.36)$$

При резонанс входното напрежение и ток съвпадат по фаза - $\varphi=0$, $tg\varphi=0$, като Z_2 и Z_R имат активен характер и са съответно равни на:

$$Z_{2(_S)} = R_2 + R_T; \quad Z_{R(_S)} = \frac{\omega^2 \cdot L_M^2}{Z_2} = \frac{\omega^2 \cdot L_M^2}{R_2 + R_T} \quad (3.38)$$

Предимства: еднакъв ток през товара и реактивните елементи $I_L = I_C = I_R$; устойчивост (в определени граници) при промяна на позиционирането $X_2 \neq 0$; предоставя удобно регулиране параметрите на прехвърлената енергия, чрез промяна на еквивалентния импеданс на веригата.

Недостатък: повишаване на напрежението върху реактивните елементи при разстройка на резонансния кръг.

3.3.2. Паралелно компенсиране на приемника ($_P$)

С добавянето на паралелен кондензатор във веригата на приемника (фиг.3.6в,г), за вторичния и отразения импеданс се получават следните изрази:

$$Z_{2(_P)} = R_2 + j\omega L_2 - \frac{R_T \cdot 1/j\omega C_2}{R_T + 1/j\omega C_2} = R_2 + j\omega L_2 - \frac{R_T}{1 + j\omega C_2 R_T} \quad (3.42)$$

$$Z_{R(_P)} = \frac{\omega^2 \cdot L_M^2}{Z_2} = \frac{\omega^2 \cdot L_M^2}{R_2 + j\omega L_2 - \frac{R_T}{1 + j\omega C_2 R_T}} \quad (3.43)$$

Предимства: еднакво напрежение върху товара и реактивните елементи $U_L = U_C = U_R$. Позволява директно регулиране на изходното напрежение.

Недостатъци: при резонанс реактивната компонента е различна от нула $X_{2(\omega_0)} \neq 0$ и е налице силна зависимост на импеданса от изменението на въздушната междина; прекомерно увеличаване стойността на тока (Q пъти) през реактивните елементи при разстройка.

3.3.3. Последователно компенсиране на предавателя ($S_$)

При тази компенсация последователно на предавателната намотка се включва кондензатор (фиг.3.6а,в). Еквивалентният импеданс на PT се определя с израз (3.50), като стойността на отразения Z_R зависимост от вида на компенсиране на приемника.

$$Z_{eq(S_)} = R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + Z_R; \quad Z_{eq(SS)} = R_1 + \frac{\omega^2 \cdot L_M^2}{R_2 + R_T} \quad (3.50)$$

$$Z_{eq(SP)} = R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + \frac{\omega^2 \cdot L_M^2}{R_2 + j\omega L_2 - \frac{R_T}{1 + j\omega C_2 R_T}} \quad (3.51)$$

Предимства: позволява лесно регулиране на изходните параметри на системата.

Недостатъци: при голямо натоварване или малка въздушна междина, стойността на отразения импеданс Z_R нараства и ограничава тока през предавателя, намалявайки трансфера на енергия.

3.3.4. Паралелно компенсиране на предавателя ($P_$)

При този вид компенсиране, кондензаторът се свързва паралелно на предавателната намотка (фиг.3.5б,г). Еквивалентният импеданс на PT е равен на:

$$Z_{eq(P_)} = \frac{1/j\omega C_1 \cdot (R_1 + j\omega L_1 + Z_R)}{1/j\omega C_1 + (R_1 + j\omega L_1 + Z_R)} = \frac{R_1 + Z_R + j\omega L_1}{1 - \omega^2 \cdot L_1 \cdot C_1 + j\omega C_1 (R_1 + Z_R)} \quad (3.54)$$

Характерно за този вид компенсиране е необходимостта инверторът да бъде реализиран като захранващ източник на ток.

Предимства: стойността на отразения импеданс е много по-малка от импеданса на предавателната верига и следователно въздействието, което оказва не е критично при проектирането на системата.

Недостатъци: реактивната компонента на цялата верига е функция на взаимната индуктивност и натоварването; във веригата на предавателната намотка се включва допълнителен комутиращ дросел L_K .

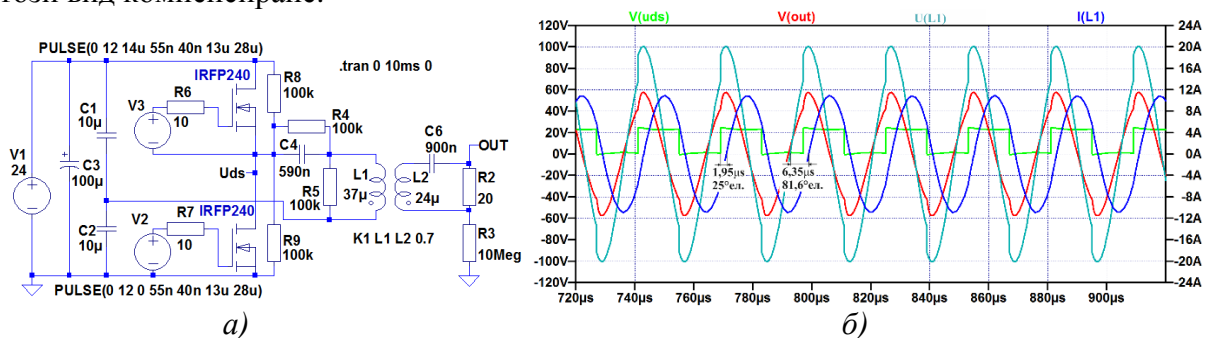
3.4. Влияние на компенсирането върху режимите на работа на инвертора

За изясняване на електромагнитните процеси, характеризиращи даден вид компенсиране, са извършени компютърни симулации чрез софтуерен продукт *LTspice*. Симулациите са проведени при еднакви условия, различаващи се единствено в начина на свързване на компенсиращите кондензатори. Зададената работна честота на инвертора е $f_0=35kHz$. Въздушната междина е $\delta = 6mm$, което за проектирания *PT* съответства на коефициент на магнитна връзка $k=0,7$.

3.4.1. Анализ на електрическите процеси при *SS* компенсиране

На фиг.3.8а е показана принципната електрическа схема за компютърен анализ на *SS* компенсиране, а на фиг.3.8б времедиagramата при оптимални работни условия.

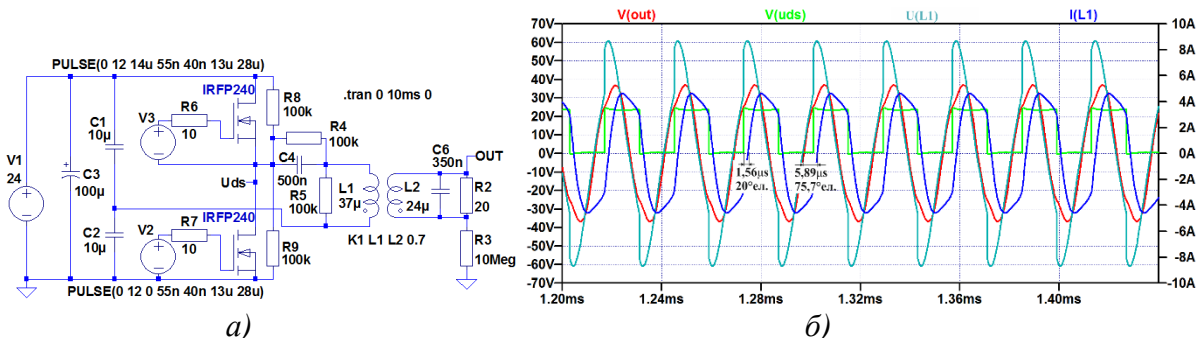
Заклучение: формата на тока е синусоидална, като тази на напрежението е леко изкривена в зоната на превключване на транзисторите, което е основен недостатък на този вид компенсиране.



Фиг.3.8. Симулационен модел при *SS* компенсиране: а) принципна електрическа схема; б) функционална времедиagramата при оптимални работни условия.

3.4.2. Анализ на електрическите процеси при *SP* компенсиране

На фиг.3.11а е показана принципната електрическа схема за компютърен анализ при *SP* компенсиране, а на фиг.3.11б времедиagramата при оптимални работни условия.

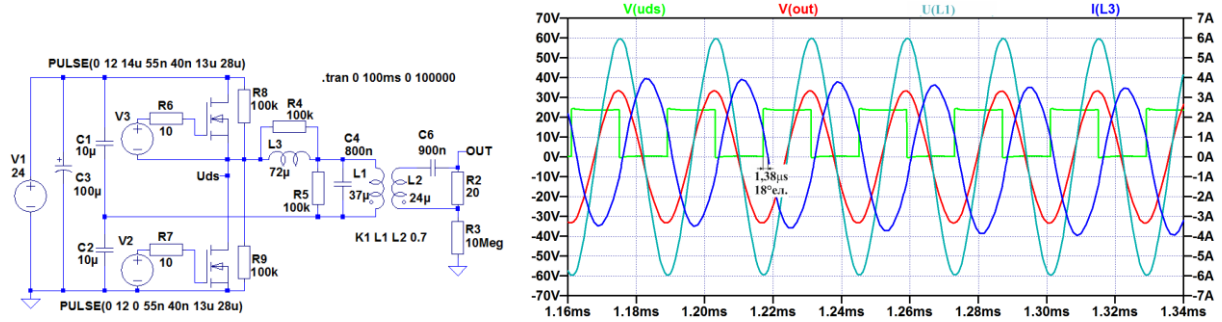


Фиг.3.11. Симулационен модел при *SP* компенсиране: а) принципна електрическа схема; б) функционална времедиagramата при оптимални работни условия

Заклучение: има изкривяване в синусоидалната форма на тока и напрежението, което е основен недостатък, ограничаващ използването на *SP* компенсиране.

3.4.3. Анализ на електрическите процеси при *PS* компенсиране

На фиг.3.13а е показана принципната електрическа схема за компютърен анализ при *PS* компенсиране, а на фиг.3.13б времедиagramата при оптимални работни условия.

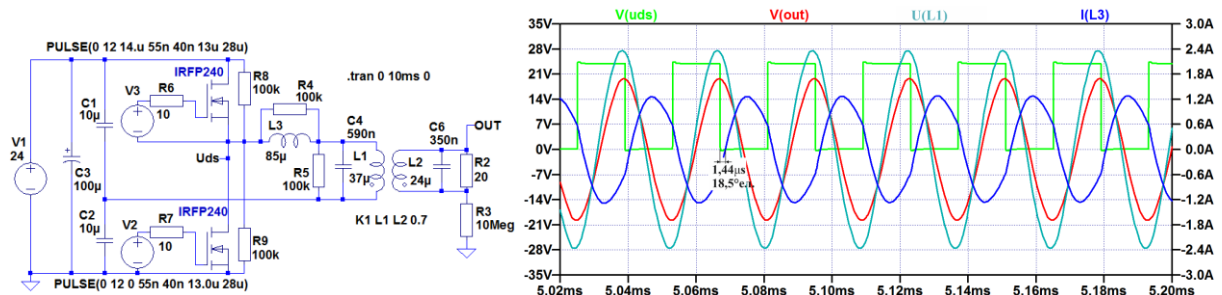


Фиг.3.13. Симулационен модел при PS компенсирание: а) принципна електрическа схема; б) функционална времедиаграмата при оптимални работни условия

Заклучение: при този вид компенсирание формата на изходния ток и напрежение са най-близки до идеална синусоида, като се запазват и при двата вида разстройка. Ефективно използване на този вид компенсирание се получава, когато PT е включен към инвертор на ток.

3.4.4. Анализ на електрическите процеси при PP компенсирание

На фиг.3.15а е показана принципната електрическа схема за компютърен анализ при PP компенсирание, а на фиг.3.15б времедиаграмата при оптимални работни условия.



Фиг.3.15. Симулационен модел при PP компенсирание: а) принципна електрическа схема; б) функционална времедиаграмата при оптимални работни условия

Заклучение: включването на комутиращ дросел L_3 в предавателната верига води до ограничаване амплитудата на трансферираното напрежение; вследствие паралелния резонансен кръг на приемника, се получава изкривяване във формата на тока.

Обобщение на резултатите от направените компютърни симулации на видовете компенсирание са представени в Таблица 3.2.

Таблица 3.2. Сравнение на разгледаните видовете компенсирание

Компен.	$U_{in}[V]$	$I_{in}[A]$	$\phi[^\circ\text{ел}]$	$P_{in}[W]$	$U_{out}[V]$	$I_{out}[A]$	$P_{out}[W]$	$\eta[\%]$
SS	101	11,0	81,6	162	57	2,8	159	98
SP	61	4,70	75,7	71	37	1,8	67	94
PS	57	6,75	81,4	57	33	1,6	53	93
PP	28	2,60	73,3	21	20	0,97	19	91

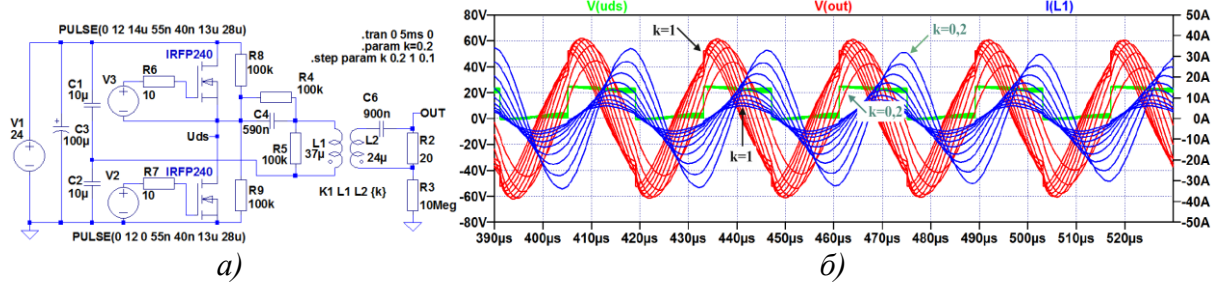
Заклучение: при равни други условия най-голямо предаване на енергия се постига при SS компенсирание, което предопределя най-широкото й практическо приложение.

3.4.5. Параметричен анализ на SS компенсирание

С определящо значение за системата са параметрите, влияещи върху поддържането на резонанса, а именно коефициентът на магнитна връзка k (въздушната междина) и изменението на товара.

а) параметричен анализ на коефициента на магнитна връзка;

Симулационният модел за изследване на коефициента на магнитна връзка е представен на фиг.3.17а, като стойността на k се изменя в диапазона $(0,2 \div 1,0)$ през стъпка $0,1$. На фиг.3.17б са представени резултатите от компютърната симулация, като за всяка измервана величина $V(uds)$, $V(out)$, $I(L1)$ са представени семейство времедиаграми за различните стойности на k . При анализа трябва да се има в предвид, че резонансният кръг от симулационния модел – L_1, L_2, C_4, C_6 е настроен в резонанс за въздушната междина $\delta = 6\text{mm}$, което съответства на $k=(0,6 \div 0,7)$.



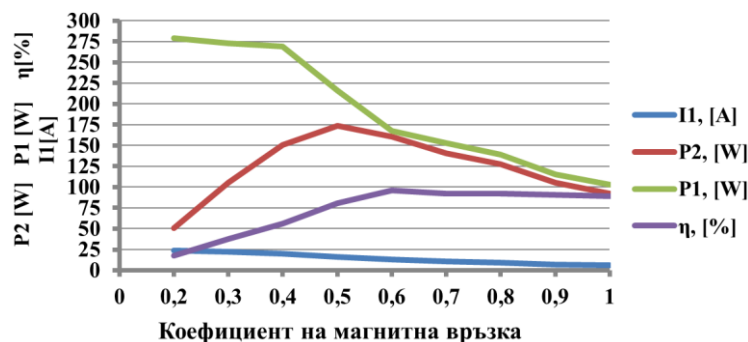
Фиг.3.17. Параметричен анализ на коефициента на магнитна връзка: а) симулационен модел; б) семейство времедиаграми за $V(uds)$, $V(out)$, $I(L1)$

Резултатите от компютърната симулацията са представени в Таблица 3.3, като са графично обобщени на фиг.3.22. Изведените стойности за мощността са определени съгласно изразите:

$$\begin{aligned}
 I(L_1) &= I_1; \quad U(L_1) = U_1; \quad V(out) = U_2; \quad I(R_2) = I_2; \quad \varphi_2 = 0; \\
 P_1 &= U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1; \quad P_2 = U_2 \cdot I_2 \cdot \cos\varphi_2
 \end{aligned}
 \tag{3.57}$$

Таблица 3.3. Параметричен анализ на k

k	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
U_1 , [V]	196	187	168	144	120	101	84	72	62
I_1 , [A]	24	22	20	16	13	11	9	7	6
φ_1 , [°ел.]	86,6	86,2	85,4	84,6	83,3	82,1	79,4	76,8	73,9
P_1 , [W]	279	273	269	216	168	153	139	115	103
U_2 , [V]	32	46	55	59	57	52	50	46	43
I_2 , [A]	1,59	2,28	2,75	2,95	2,84	2,72	2,56	2,30	2,13
P_2 , [W]	51	105	151	174	161	141	128	105	92
η , [%]	18	38	56	81	96	92	92	91	89

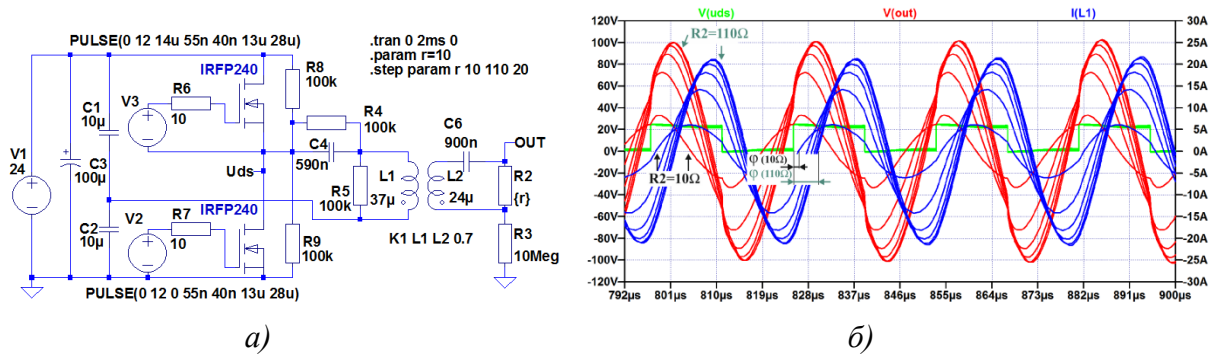


Фиг.3.22. Изследване влиянието на k върху предаването на енергия

Заклучение: с увеличаване на k , нивото на предаваната енергия се повишава, като същевременно ефективността се подобрява, поради понижаване на тока през предавателя I_1 . Това се обяснява със засилване на влиянието, което отразеният от приемника импеданс Z_R оказва върху еквивалентния Z_{eq} .

б) параметричен анализ на влиянието на натоварването;

На фиг.3.23а е представен симулационен модел за изследване влиянието на товарното съпротивление върху параметрите на системата.

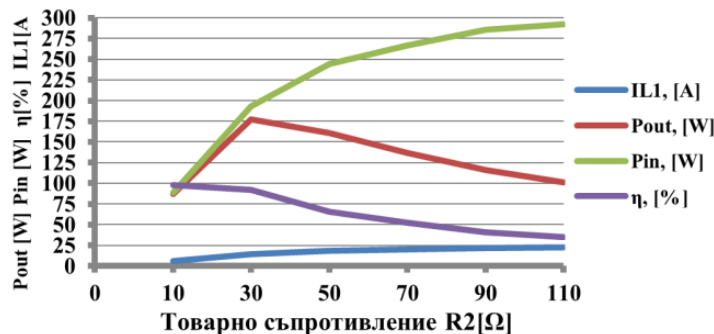


Фиг.3.23. Параметричен анализ на натоварването: а) симулационен модел; б) семейство времедиаграми за $V(uds)$, $V(out)$, $I(L1)$

Стойността на R_2 се променя в диапазона $(10-110)\Omega$ със стъпка 20Ω . На фиг.3.23б са представени резултатите за величините $V(uds)$, $V(out)$, $I(L1)$ под формата на семейство времедиаграми, за различните стойности на R_2 . Данните от компютърната симулация са представени в Таблица 3.4, като графично са обобщени на фиг.3.28. Изведените стойности за мощността са определени съгласно израз (3.57). За анализа трябва да се има в предвид, че резонансният кръг от симулационния модел – L_1 , L_2 , C_4 , C_6 е настроен в резонанс при $R_2=20\Omega$.

Таблица 3.4. Параметричен анализ на товара - R_2

$R_T(R_2)$	10	30	50	70	90	110
U_1 , [V]	64	126	157	172	182	187
I_1 , [A]	6,20	14,2	18,2	20,2	21,5	22,4
ϕ_1 , [°ел.]	77,1	83,8	85,1	85,6	85,8	86,0
P_1 , [W]	89	193	244	267	286	292
U_2 , [V]	29	73	90	98	102	105
I_2 , [A]	3,0	2,42	1,79	1,40	1,14	0,96
P_2 , [W]	87	177	161	137	116	101
η , [%]	98	92	66	52	41	35



Фиг.3.28. Изследване влиянието на товара върху предаването на енергия

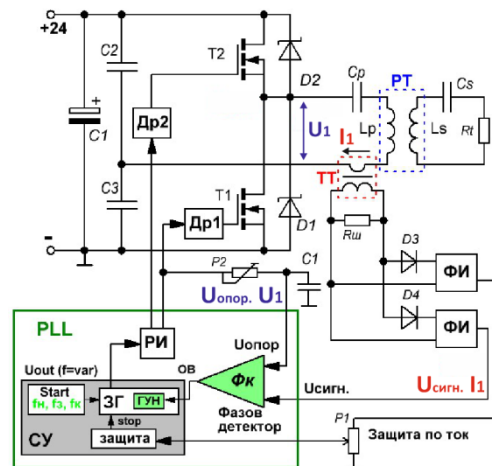
Заклучение: разтоварването ($R_2 \uparrow$) води до увеличаване разстройката на резонансния кръг, като до определени стойности системата запазва висока ефективност (в случая до $R_2=40\Omega$). Над тях входната мощност започва да се увеличава, като тази отдавана в товара спада. Това се обяснява с понижаване на еквивалентния импеданс Z_{eq} , поради отслабване влиянието на отразения Z_R .

3.5. Поддържане на резонанс при БПЕ чрез системата за управление - (PLL)

За изграждането на системи с висока степен на устойчивост, се използват инвертори, реализирани на база PLL (Phase Locked Loop) система за управление [14]. Всяко изменение на натоварването, както и промяната на въздушната междина, предизвиква колебания в стойността на отразения импеданс Z_R и взаимната индуктивност. В следствие на това се получава разстройка, която се компенсира чрез

работната честота на инвертора. По този начин системата остава постоянно в резонанс, но при различни работни честоти.

Принципната блокова схема на разработен инвертор за БПЕ с PLL система за управление е представена на фиг.3.29. Основните блокове са: $\Phi И$ – формирател на импулси; $\Phi К$ – фазов детектор (компаратор); $ЗГ$ – задаващ генератор; $ГУН$ – генератор управляван с напрежение; $Start$ – блок за задаване параметрите при стартиране; f_n, f_k, f_z – начална и крайна честота на сканиране, честота на заключване; $РИ$ – разпределител на импулси; $Др1, Др2$ – драйвери за силовите прибори; $ТТ$ – токов трансформатор.



Фиг.3.29. Принципна блокова схема на PLL система за управление

Механизмът на действие се свежда до поддържане на постоянна фазова разлика между напрежението и тока в предавателя. Информацията за тях, съответно $U_{сигн}, I_1$ и $U_{опор}, U_1$, постъпва на входовете на фазовия детектор $\Phi К$. В зависимост от разстройката се генерира управляващо напрежение за $ГУН$, което задава различна работна честота за инвертора, поддържайки безконтактния модул в резонанс. При стартиране се осъществява режим на сканиране, в който работната честота автоматично се изменя от f_n до f_k . В този диапазон се намира честотата на заключване f_z (резонанс), като за оптимално функциониране е необходимо тя да се проектира точно между тях.

3.6. Изводи и резултати.

1. Представена е пълна функционална блокова схема на ротационен БПЕ, осигуряваща n - брой галванично разделени захранващи напрежения.

2. На основата на методи за анализ на стандартни ВЧ трансформатори е предложена методика за проектиране на безконтактен ротационен предавател на електрическа енергия, реализиран със съставен магнитопровод.

3. Изследван е експериментално коефициентът на магнитна връзка при различна конфигурация на намотките. Едноредовата спиралната намотка е с най-добри показатели, като при необходимост от по-голяма индуктивност бифилиярната има предимство.

4. Извършен е анализ на методите за компенсирание, като са представени математически изрази, показващи промените, които компенсиращите кондензатори предизвикват в електрическите вериги на предавателя и приемника.

5. Синтезирани са компютърни симулационни модели, за софтуерно изследване на видовете компенсирание. Представено е влиянието на компенсиращите кондензатори върху амплитудата и формата на сигналите. Направеният анализ показва, че най-голямо предаване на енергия се постига при SS компенсирание, а при PS формата на тока и напрежението са най-близки до синусоидалната.

6. Синтезирани са симулационни модели за параметричен анализ на коефициента на магнитна връзка и натоварването при SS компенсирание. Те представят начина, по който изменението на съответния параметър влияе върху разстройката на кръга и предаването на енергия.

7. Разработена е система за управление на основата на PLL регулатор, поддържащ безконтактния модул в резонанс. Формулирани са особеностите при

проектиране на основните блокове. Синтезирана е пълната принципна схема, на база която е разработен прототип на ВЧ преобразовател за БПЕ с PLL управление.

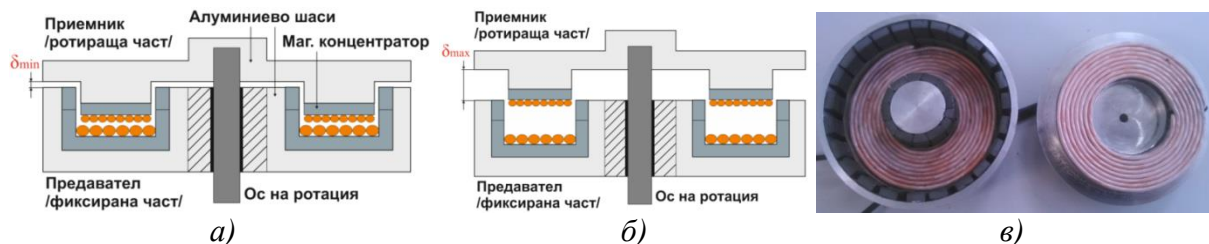
ГЛАВА ЧЕТВЪРТА. МЕТОДИ И СРЕДСТВА ЗА ПОДОБРЯВАНЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНИТЕ ПАРАМЕТРИ НА РБПЕ И ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

4.1. Конструктивни решения за увеличаване на въздушната междина между предавателната и приемната част

Анализът на БПЕ показва голямата значимост на коефициента на магнитна връзка, като качествено определящ параметър. При много приложения се поставят изисквания към големината на въздушната междина, което води до влошаване на k . Ако стойността спадне до $k < 0,3$ интензитетът на електромагнитното поле значително отслабва и прехвърлянето на енергия е неефективно. За решаване на този проблем се прилагат конструктивни подобрения, които да повишат k при условие, че въздушната междина δ се запази същата или дори се увеличи.

4.1.1. Ротационни предаватели на енергия с подобрен коефициент на магнитна връзка

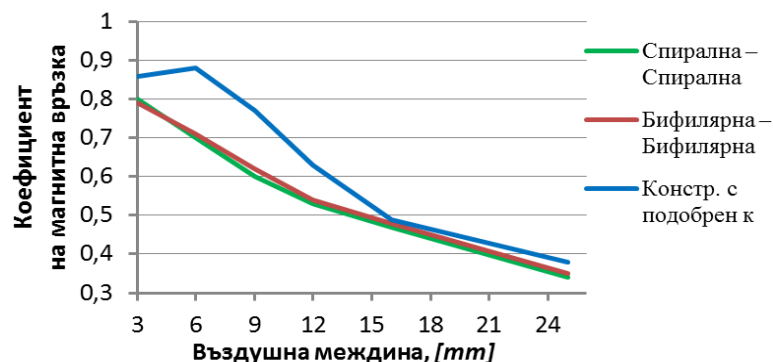
Подобряването на k е свързано с конструктивно оптимизиране на магнитопровода на предавателя, изразяващо се във въвеждане на магнитен концентратор в зоната на въздушната междина [75]. По този начин приемната намотка се намира в област от магнитно поле с постоянна напрегнатост и ограничено разсейване. На фиг.4.1 е представен прототип на описаната конструкция на РТ.



Фиг.4.1. Ротационен БПЕ с подобрен k : а) напречно сечение при минимална въздушна междина; б) при максимална въздушна междина б) предавателен и приемен модул

Таблица 4.1. Сравнение на k при различни конструкция на РТ

Въздушна междина [mm]	3,00	6,00	9,00	12,00	15,0	25,0
Конф. на РТ	Коефициент на магнитна връзка - k					
Спирална – Спирална	0,80	0,70	0,60	0,53	0,47	0,34
Бифилиярна – Бифилиярна	0,79	0,71	0,62	0,54	0,48	0,35
Констр. с подобрен k	0,86	0,88	0,77	0,63	0,49	0,36



Фиг.4.3. Сравнение на зависимостта $k=f(\delta)$ при видове конфигурации на РТ

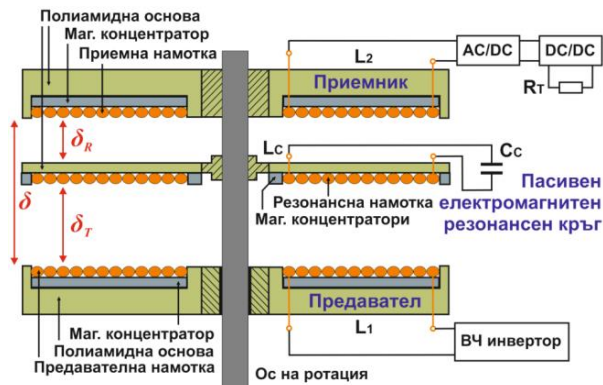
Коефициентът на магнитна връзка експериментално е изследван, като отчетените резултати са представени в Таблица 4.1. Те са обобщени графично на фиг.4.3, където са съпоставени с конфигурациите от изследването, извършено в параграф 3.2.

Заклучение: конструкцията с подобрен k , осигурява по-добър коефициент на магнитна връзка, който в определен диапазон на δ остава приблизително постоянен. Спрямо габаритните размери на приемната намотка – $D_{ext}=64mm$, този диапазон е около $8mm$, което съпоставено с допустимата максимална стойност на въздушната междина от $24mm$, съответства на **33%**. При увеличаване на δ и излизане на приемника от обособената феритна зона на предавателя, k намалява, като става съизмерим с тези на останалите конфигурации.

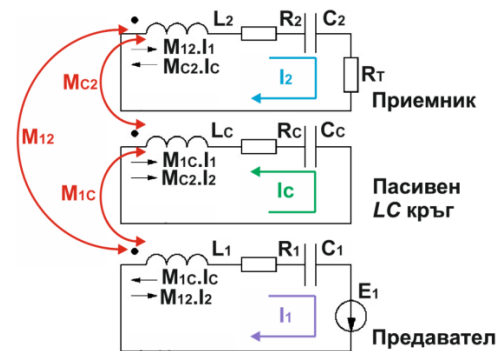
4.1.2. Увеличаване на въздушната междина чрез използване на пасивен електромагнитен LC резонансен кръг

Принципът на функциониране на този метод се изразява в увеличаване на разстоянието между предавателя и приемника чрез използването на пасивен LC резонансен кръг, разположен в областта на разпространение на магнитното поле. На фиг.4.4 е представена блокова схема на описаната система. За анализа на процесите се използва еквивалентната принципна схема от фиг.4.5, като се съставя система уравнения по законите на Кирхоф за електромагнитни вериги (4.1) [9,11]. Компонентите с индекс c (*circle*) се отнасят за пасивния LC кръг. Останалите елементи са както следва: M_{1C} – взаимна индуктивност между предавателя и LC кръга; M_{12} – взаимна индуктивност между предавателя и приемника; M_{C2} – взаимна индуктивност между LC кръга и приемника; $\dot{E}_1 = E \cdot \sin \omega t$ – амплитуда на ВЧ захранващ източник.

За определяне на неизвестните параметри от системата уравнения (4.1) е извършен електромагнитен анализ, чрез компютърна симулация на безконтактната конфигурация. Получените резултати дават информация за стойностите на собствената индуктивност – L_1, L_C, L_2 , вътрешното съпротивление на трите намотки – R_1, R_C, R_2 , взаимните индуктивности – M_{1C}, M_{12}, M_{C2} и коефициента на магнитна връзка.



Фиг.4.4. Система за БПЕ с пасивен електромагнитен резонансен кръг

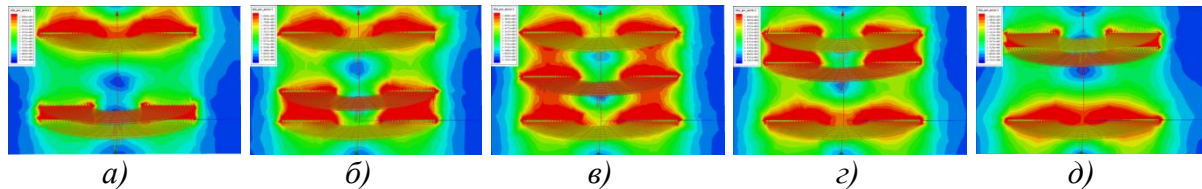


Фиг.4.5. Еквивалентна схема на система за БПЕ с пасивен електромагнитен резонансен кръг

$$\begin{cases} (R_1 + jXL_1 - jXC_1) \cdot \dot{I}_1 - jXM_{1C} \cdot \dot{I}_C + jXM_{12} \cdot \dot{I}_2 = \dot{E}_1 \\ -jXM_{1C} \cdot \dot{I}_1 + (R_C + jXL_C - jXC_C) \cdot \dot{I}_C - jXM_{C2} \cdot \dot{I}_2 = 0 \\ jXM_{12} \cdot \dot{I}_1 - jXM_{C2} \cdot \dot{I}_C + (R_2 + R_T + jXL_2 - jXC_2) \cdot \dot{I}_2 = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

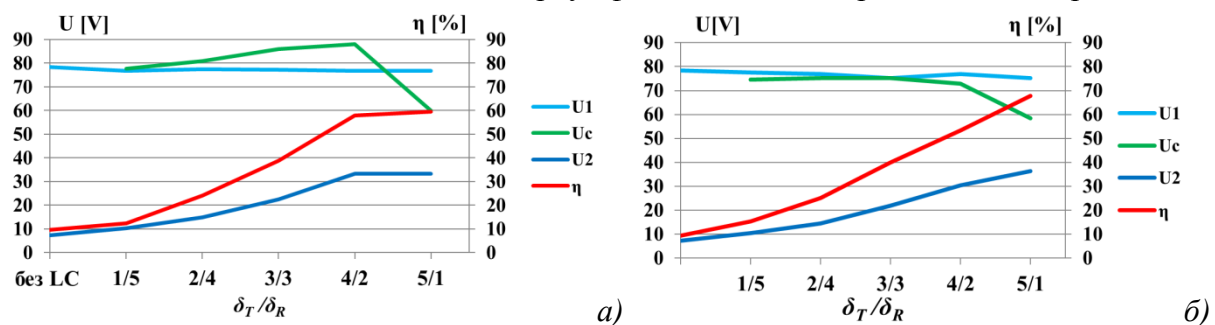
$$\dot{I}_1 = \Delta_1/\Delta; \quad \dot{I}_C = \Delta_2/\Delta; \quad \dot{I}_2 = \Delta_3/\Delta \quad (4.2)$$

След решаването на системата и определяне на детерминанти се изчислява стойността на тока за трите електрически вериги – $\dot{I}_1, \dot{I}_C, \dot{I}_2$ (4.2). На фиг.4.7 са представени резултатите от компютърния електромагнитен анализ, които онагледяват разпределението на магнитното поле и неговия интензитет при различно разположение на LC кръга – отношението δ_T/δ_R .



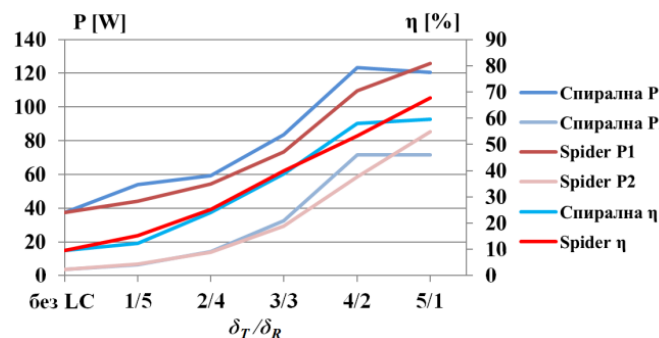
Фиг.4.7. Електромагнитен анализ: интензитет на магнитното поле в зависимост от разположението на допълнителния LC кръг: а) $\delta_T/\delta_R=1/5$; б) $\delta_T/\delta_R=2/4$; в) $\delta_T/\delta_R=3/3$; з) $\delta_T/\delta_R=4/2$; д) $\delta_T/\delta_R=5/1$

Достоверността на методиката за анализ и компютърния модел са доказани чрез експериментални изследвания. Целта на практическите опити е да установи оптималното разположение на LC кръга спрямо предавателя и приемника (отношението δ_T/δ_R) и влиянието, което то оказват върху ефективността на предаване на енергията.



Фиг.4.9. Влияние на отношението δ_T/δ_R върху ефективността на предаване при използване на пасивен LC кръг: а) спирална конфигурация; б) spider

Анализиран е също и начинът, по който типа на намотката на LC кръга въздейства върху системата, в конкретност спирална и spider конфигурация. Резултатите от проведените изследвания графично са обобщени, съответно на фиг.4.9а и фиг.4.9б. Зададената въздушна междина е $\delta = 60\text{mm}$, като разположението на LC кръга, спрямо предавателя и приемника (δ_T/δ_R), се изменя през 10mm . Сравнителен анализ на двете изследвани конфигурации е представен на фиг.4.11.



Фиг.4.11. Сравнителен анализ на ефективността при използване на пасивен LC кръг - спирална и Spider конфигурация

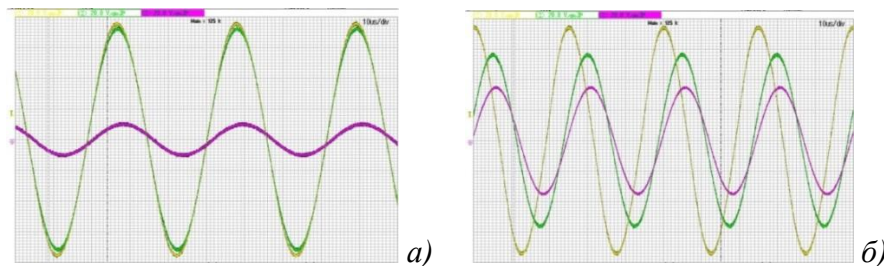
Заклучение: анализът на резултатите показва, че максимална ефективност се получава при близко разположение на LC кръга до приемника - $\delta_T/\delta_R=5/1$. Приближаване над тази стойност води до ограничаване пренасянето на енергия. Със звездообразната (spider) намотка се постига по-голямо предаване на енергия и съответно по-добра ефективност спрямо спиралната. Основното и предимство се изразява в осигуряване на по-добра магнитна връзка между предавателя и приемника.

Амплитудите на напрежението за трите вериги - предавател, LC кръг и приемник, заедно с взаимното дефазирание между тях са представени в Таблица 4.5. Данните са отчетени при LC кръг, реализиран със звездообразна (spider) намотка. Измерването е

проведено с 4-ри канален осцилоскоп *Yokogawa DLM2024*, като на фиг.4.12 са представени заснетите осцилограми, съответно при отношение $\delta_T/\delta_R = 1/5$ (фиг.4.12.а) и $\delta_T/\delta_R = 5/1$ (фиг.4.12.б).

Таблица 4.5. Изследване на влиянието, което отношението δ_T/δ_R оказва върху амплитудата и дефазиранието на индуцираното напрежение в *LC* кръга и приемника

Параметри	Spider намотка ($R_T=15\Omega$; $U_{max}=24V$)				
δ_T/δ_R [mm/mm]	10/50	20/40	30/30	40/20	50/10
U_1 [V]	76,8	76,8	76,5	76,0	76,0
U_C [V]	73,6	74,4	74,4	72,8	57,6
U_2 [V]	11,1	15,4	21,6	27,2	36,0
T [μs]	31,3	29,1	27,7	26,5	24,9
φ_C [°ел.]	0	1,2	5,46	18,9	67,1
φ_2 [°ел.]	17,7	19,2	25,0	35,5	78,9



Фиг.4.12. Амплитуда и фазова разлика на напрежението, при БПЕ с пасивен *LC* кръг: първи канал (жълт) – предавател; втори канал (зелен) – *LC* кръг; трети канал (лилав – приемник; а) $\delta_T/\delta_R = 1/5$; б) $\delta_T/\delta_R = 5/1$

Анализът на резултатите показва, че при отношение $\delta_T/\delta_R = 5/1$, допълнителният *LC* кръг започва да взаимодейства по-силно с приемника, установявайки се в резонанс за неговата еквивалентна верига. Амплитудата на трансферираното напрежение нараства, докато тази на *LC* кръга се понижава, т.к. влияние започва да оказва отразеният импеданс от приемника, влошавайки Q фактора на *LC* звеното. Настъпилото фазово изместване е следствие от промяна на вида на еквивалентното съпротивление на допълнителния *LC* кръг и на приемника.

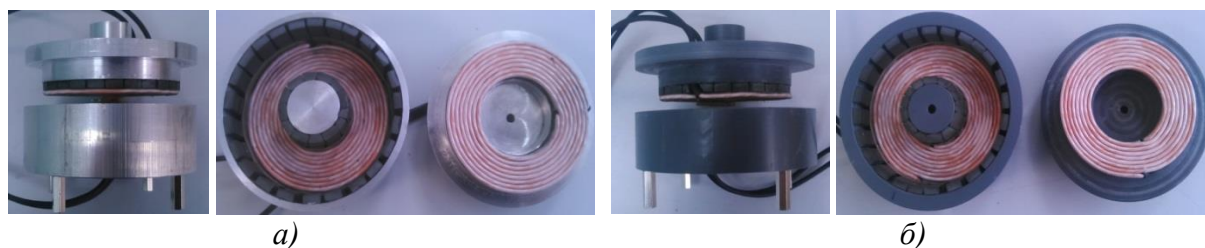
Заключение: при използване на допълнителен пасивен *LC* кръг максималната достигната въздушна междина при ефективност $\eta \approx 70\%$ е $\delta=60mm$. При стандартно безконтактно предаване, без допълнителен *LC* кръг, тази стойност на *к.п.д.* се получава при въздушна междина $\delta=21mm$. Съпоставяйки двата варианта за безконтактно предаване на енергия следва, че използването на допълнителен *LC* кръг позволява въздушната междина да се увеличи $60/21 \approx 2,8$ пъти, при запазване на същата ефективност.

4.2.Изследване влиянието на материала на шасито върху параметрите на *PT*

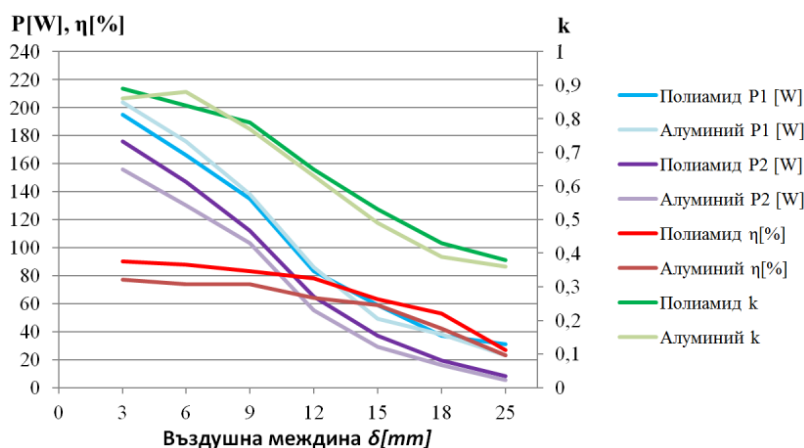
За механична здравина и износоустойчивост е необходимо магнитопроводът и намотките на *PT* да бъдат поставени в цилиндрична основа с необходимите размери. Изискванията, които се поставят към използваните материали са: ниска масова плътност; екраниране; ниска относителна магнитна проницаемост $\mu_r \approx 1$; висока топлопроводимост.

4.2.1. Сравнително изследване на ефект. при *Al* и полиамидна основа

С оглед на представените изисквания е направено изследване на два типа материали, съответно диелектрик (полиамид) и метал (алуминий). За провеждане на експерименталното изследване са реализирани *PT* с идентични конструкции и геометрични размери - фиг.4.13, съответно от алуминиева а) и полиамидна б) основа. Резултатите от изследването са обобщени графично на фиг. 4.14.



Фиг.4.13. Безконтактен PT: а)алуминиева основа; б)полиамидна основа

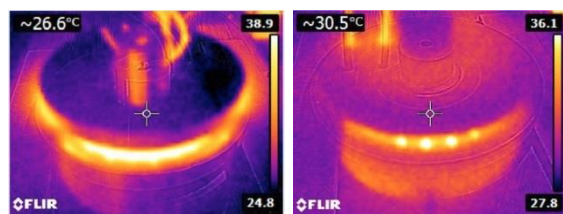


Фиг.4.14. Влияние на въздушната междина върху ефективността при алуминиева и полиамидна основа

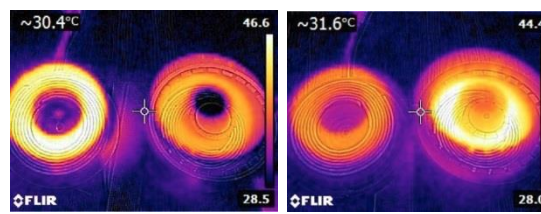
Заклучение: характерно за металния корпус е, че затваря в себе си част от магнитното поле. Въпреки ниската магнитна проникваемост на избрания материал, влиянието на този ефект ограничава предаването на енергия и понижава ефективността с около 14%. Обобщение на резултатите показва, че полиамидното шаси е с по-добър коефициент на магнитна връзка и по-висока ефективност.

4.2.2. Температурен анализ

За изследване на термичните показатели на двата проектирани PT е използвана термовизионна камера модел FLIR-E63900, като направените снимки представят разпределението на температурата в целия обем на PT. Част от информацията е представена на фиг.4.16 и фиг.4.17, като а) се отнася за алуминиево тяло, а б) за полиамидно. Експерименталните изследвания са проведени при идентични условия: товарно съпротивление $R_L = 5\Omega/400W(8x10\Omega/50W)$; въздушна междина – 9мм; захранващо напрежение – 30V; резултатите са заснети след работа в продължение на 15мин. Обобщение на отчетените данните е направено в Таблица 4.8.



Фиг.4.16. Температурни показатели на повърхността на конструкцията: а) Al; б) PA



Фиг.4.17. Сравнение на топлинното разпределение между предавател и приемник: а) Al; б) PA

Заклучение: температурата на Al шаси е по-ниска, което се обяснява с по-доброто топлопредаване и отвеждане на топлината. По-високата вътрешна температура на PT е свързана със затваряне на част от магнитното поле в Al, което води до загряване.

Отчетената по-висока ефективност на полиамидния PT от проведеното изследване в параграф 4.2.1, се потвърждава и при термичния анализ. Прехвърлената енергия е по-голяма (по-висока температура на товарните резистори – табл.4.8), като същевременно температурата на силовите транзистори е по-ниски.

Таблица 4.8. Температурен анализ

Конструкция	Алуминий [°C]	Полиамид [°C]
Корпус	26,6	30,5
Вътрешност на PT	44,7	36,4
Предавател	40,0	44,8
Приемник	47,1	38,4
Транзистори	45,6	42,5
Товар	74,3	78,8

4.2.3. Изследване на електромагнитното излъчване

За изследване на електромагнитното излъчване около PT е използван уред за променливо магнитното поле модел $ME3830B$. Измерването е проведено при разстояние между уреда и PT $d=100mm$. Резултатите съответно са: алуминиево шаси – $220nT$; полиамидно шаси – $1439nT$. Анализът на резултатите показва, че при алуминиевата основа електромагнитно излъчване около PT е приблизително **6,5 пъти** по-малко от това при използване на полиамид. Алуминиевата конструкция има екранираща функция, което се явява основно предимство, предопределящо използването на тази основа.

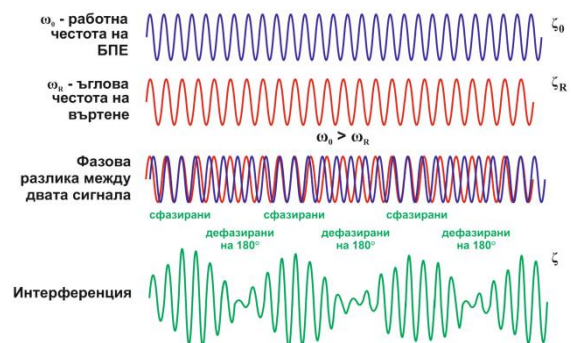
Заклучение: металната основа осигурява екраниране на магнитното поле и по-добро топлоотвеждане. С полиамидната основа се постига по-висока ефективност и оптимални работни условия на системата.

4.3. Изследване влиянието на скоростта на ротация върху предаването на енергия

Проведеното изследване е от значение за случаите, при които ъгловата честота на въртене ω_R е съизмерима или много близка с работната честота ω_0 на предавателния модул. В резултат са налице условия за интерференция на сигналите и честотно биене, при което прехвърленият сигнал е с периодични промени в амплитудата. Появилите се хармонични колебания водят до амплитудна модулация, с честота на изменение, определена от разликата в честотите на двата сигнала. Въздействието от биенето на честотите е представено на фиг. 4.25.

Ниската скорост на въртене при повечето приложения, съпоставена с високата работна честота на инвертора, на практика ограничава ефекта от биене на честотите. За да бъдат двете честоти съизмерими е необходима ротация от порядъка на $10\ 000\text{обр./мин.}$ и повече, при което $\omega_R=1050\text{Hz}$.

Заклучение: ефективността на $РБПЕ$ при работна честота на инвертора над 10kHz , не зависи от скорост на ротация до 1000обр./мин и повече.



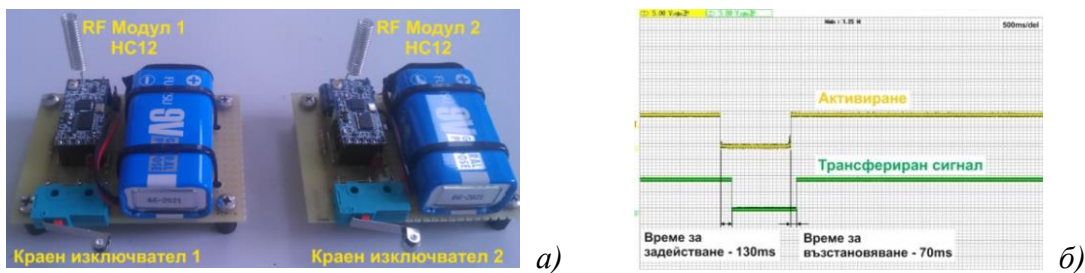
Фиг.4.25.Резултат от биенето между ъгловата скорост на ротация и кръговата честота на БПЕ

4.4. Предаване на енергия и информационни сигнали между предавателя и приемника

При повечето специализирани приложения, освен предаване на енергия, се изисква и трансфер на информационни сигнали между предавателя и приемника. Възможните варианти за осъществяване на предаването на данни при БПЕ са два: единият е свързан с използването на независим безжичен комуникационен модул, а другият осигурява предаване на информацията през предавателната и приемната намотка, съвместно с електрическата енергията. Най-важните параметри, с които се характеризира всяка система са: количество обмен на данни; скорост на обработка на информацията; едновременна двупосочна комуникация; възможен брой управлявани устройства; обхват; надеждност на връзката и др.

4.4.1. Модули за безжична комуникация

Характерно за повечето безжични модули е, че използват серийен комуникационен стандарт. Сред тях широко практическо приложение са намерили **радиочестотни модули – RF**. На база тях е реализиран комуникационен RF канал, осъществяващ връзката между предавателя и приемника на разработената безконтактна система за РДП. Бързодействието на връзката е изследвано експериментално чрез прототипи на RF безжични крайни изключватели – фиг.4.31а. При задействането им се прехвърля сигнал до приемен RF модул, който отчита преминаването им в активно състояние. Времето за реакция е експериментално изследвано, като отчетените времезакъснения са представени на фиг. 4.31б.



Фиг.4.31. RF комуникация: а) безжични RF модули; б) времезакъснение на предаване

Предимства: голям обseg на действие; възможност за поддържане на голям брой модули; лесна адаптивност към разпространени серийни комуникационни стандарти и входно-изходни портове; предаване на информация в реално време; позволява директно извличане на информация за процесите от базата данни на съответния контролер; осигурява трансфер на големи по обем пакети от данни – $9,6kBd/s$.

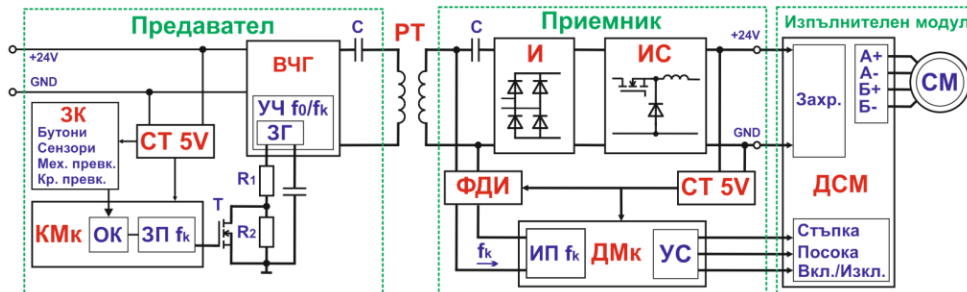
Недостатъци: времезакъснение за установяване при стартиране преноса на данни в диапазона $(20-100)ms$; влияние от силни високочестотни магнитни полета; необходимост от екраниране; ограничен радиочестотен диапазон и максимално ниво на излъчване; съществуващи норми при използването на свободни радиочестотни канали; възможност за интерференция на сигналите между предавателя и приемника.

4.4.2. Едновременно предаване на енергия и информационни сигнали през намотките на предавателя и приемника

Когато комуникацията между предавателя и приемника е на по-ниско ниво, изразяващото се в трансфер на елементарни команди, като преход на лог. ниво, установяване на флаг и др. е целесъобразно да се използва опростена комуникация, предаваща данните през безконтактния РТ. Разработен е модел на такава система, осъществяваща едностранно предаване на данни - от предавателя към приемника.

4.4.2.1. Система за безконтактно предаване на енергия и еднопосочен трансфер на управляващи сигнали

Блоковата схема на проектираната система е представена на фиг.4.33. Структурата на *БПЕ* включва традиционните функционални блокове за подобен тип устройство, като към тях са добавени допълнителни модули, осигуряващи възможност за кодиране и декодиране на предаваните информационни сигнали.



Фиг.4.33. Блокова схема на еднопосочна безконтактна комуникация

Разработената система съдържа следните функционални блокове: **Предавател:** *ВЧГ* – високо честотен генератор; *ЗГ* – задаващ генератор; *СТ* – стабилизатор; *ЗК* – система за задаване на код; *КМк* – кодиращ микроконтролер; *ОК* – блок за определяне на кода; *ЗП fk* – блок за задаване продължителността на работа на генератора на кодираща честота; *РТ* – ротационен трансформатор. **Приемник:** *И* – високочестотен изправител; *ИС* – импулсен стабилизатор; *ФДИ* – формироваател декодиращи импулси; *ДМк* – декодиращ микроконтролер; *ИП fk* – измерване продължителността на кодиращата честота; *УС* – управляващи сигнали за изпълнителен модул; *ДСМ* – драйвер за стъпков електродвигател.

Задаващият генератор *ЗГ* позволява работа на две работни честоти, съответно f_0 – резонансна и f_k – честота за кодиране на информационните сигнали. *ВЧГ* работи основно на резонансната честота f_0 . В момент на предаване на информация се активира електронния ключ *T*, който шунтира част от честотно задаващия резистор, като променя работната честота на генератора на f_k . Времето t_k , за което *ВЧГ* работи на честотата f_k представлява кодираната информация, като различната продължителност, съответства на различна команда - t_{k1} , t_{k2} , t_{kn} . За декодиране на информацията, честотата на сигнала от приемната намотка се измерва от декодиращ микроконтролер (*ДМк*), посредством формироваател на декодиращи импулси (*ФДИ*), който отчита импулсите и съгласува амплитудата им, с максимално допустимите нива за честотно измервания вход на процесора. *ДМк* следи непрекъснато честотата на прехвърления сигнал. Когато се засече f_k , той измерва продължителността на пакета импулси и декодира получената команда. Самият принцип на комуникация представлява излизане на инвертора от резонанс, за кратки интервали от време, при предаването на информация, и повторно възстановяване.

Разработената система осигурява едновременно безконтактно хранване и управление на стъпков електромотор. Предаваните команди са за старт, стоп, посока и промяна на скоростта, съответно – 100, 200, 300, 400обр/мин. Модулът позволява също управление на релета, пневматични разпределители и други изпълнителни механизми, като в случая самите команди не са активни. Разработката е внедрена и се използва в структурата на ротираща делителна платформа за машини, произвеждащи ламинатни туби.

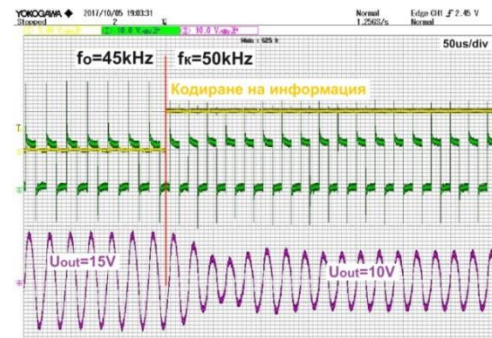
4.4.2.2. Експериментално изследване

Представената система за еднопосочна комуникация е изследвана чрез реализиран прототип – фиг.4.37. Експерименталното изследване е извършено с четири канален осцилоскоп *Yokogawa DLM2024*.



Фиг.4.37. Прототип на ротационна система за БПЕ с еднопосочна комуникация

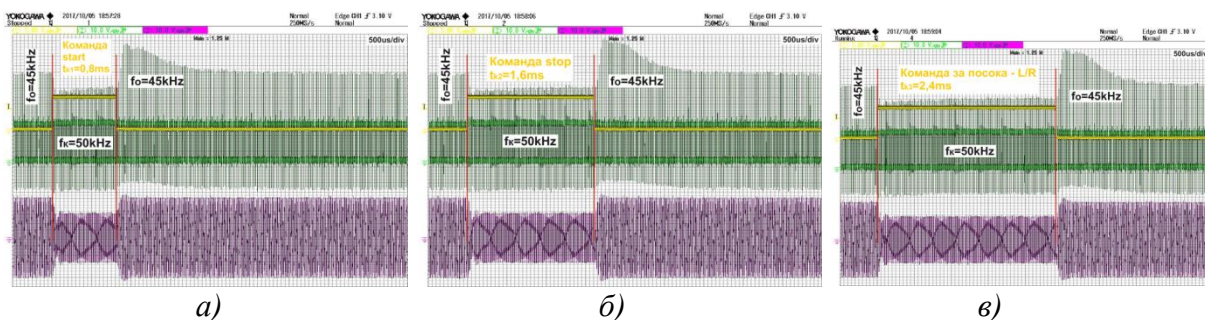
Осцилограмата на фиг.4.39 показва момента на кодиране на информацията. За заснемане на времедиаграмата са използвани три от каналите на осцилоскопа. Първият канал (жълт – $5V/div$) е свързан към изхода на кодиращия контролер, като по него е зададена синхронизацията. Вторият канал (зелен - $10V/div$) е свързан към общата точка на двата транзистора от полумоста. Третият канал (лилав - $10V/div$) показва амплитудата на прехвърленото напрежение.



Фиг.4.39. Осцилограма на работа в момент на кодиране на информация сигнал

Анализът на резултатите показва, че амплитудата на изходния сигнал до момента на стартиране преноса на информация е $U_2=15V$ при работната честота $f_0=45kHz$ (съответстваща на резонанса). По време на кодирането амплитудата на сигнала спада на $U_{2K}=10V$ при работната честота $f_k=50kHz$. Количествената оценка за понижаване предаването на енергия е: $U_{2K}/U_2 = 10/15 = 67\%$.

Осцилограмите на фиг.4.40 представят момента на кодиране на информацията. Трансферираните команди, със съответстващата им продължителност са: а) старт – $t_{k1}=0,8ms$; б) стоп – $t_{k2}=1,6ms$; в) посока – $t_{k3}=2,4ms$.



Фиг.4.40. Времедиаграми в момент на кодиране на информация: а)команда старт; б) команда стоп; в)промяна на посока

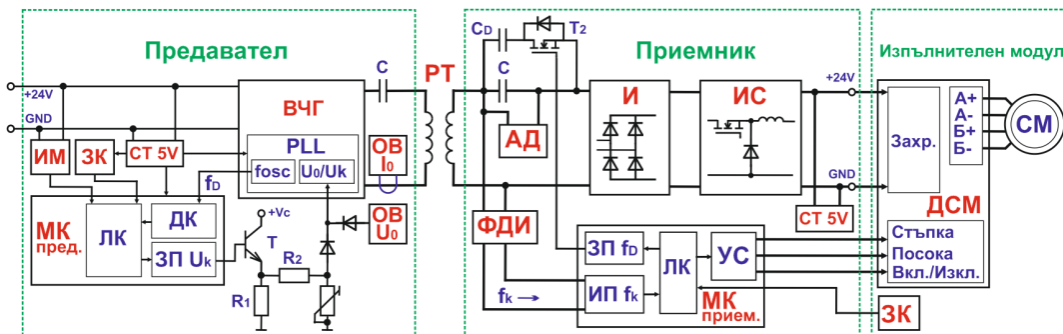
Ефективността на системата се подобрява при намаляване на интервала между f_k и резонансната честота f_0 и при по-малка продължителност на кодиращите интервали t_k . За постигането на това е необходимо по-добро програмно осигуряване и използването на процесори с по-голямо бързодействие.

Недостатъци: понижаване на ефективността в момент на предаване на информация; наличие на комутационни загуби; усложнена схематехника; ниско бързодействие за голям обем от данни.

Предимства: високо бързодействие при предаване на единични лог. сигнали в диапазона $(1\div 5)ms$; надеждност на връзката.

4.4.2.3. Система за безконтактно захранване и двупосочно предаване на управляващи команди

Блокова схема на система за двупосочно предаване на информация е представена на фиг.4.43. Функционалните блокове са идентични с тези на еднопосочната комуникация, като са въведените промени, осигуряващи някои допълнителни възможности. За реализиране на двупосочната комуникация е необходимо системата за управление на инвертора да бъде изградена на базата на PLL. Предаването на информация към приемника е идентично с това на еднопосочната комуникация, с разликата, че активиране на ключа T подава към PLL системата напрежение с фиксирана стойност U_k , което задава кодиращата честота – f_k .



Фиг.4.43. Блокова схема на двупосочна безконтактна комуникация

При предаване на информация от приемника към предавателя, се използва транзисторът T_2 , който се активира и включва за фиксирани интервали от време - t_{d1} , t_{d2} , t_{dn} , допълнителният компенсиращ кондензатор C_D в резонансната верига на приемника. В следствие на това се изменя резонансната честота на цялата верига. PLL системата компенсира настъпилото изменение, като променя управляващата честота $f_0 \rightarrow f_d$. На база продължителността на интервалите - t_{d1} , t_{d2} , t_{dn} , за които ВЧГ работи на честотата f_d се декодира съответната предадена команда. Тъй като C_D се зарежда до U_{2max} през обратния диод на T_2 , за оптимална комутация се използва блокът АД (амплитуден детектор). Той отчита момента, в който амплитудата на напрежението върху компенсиращия кондензатор C има максимална положителна стойност и разрешава комутацията.

Заклучение: характерно за комуникацията от приемник към предавател е, че системата запазва своята ефективност, т.к. продължава да е в резонанс, но при различна резонансна честота.

4.5. Изводи и резултати

1. Разработена е конструкция на PT , при която изменението на въздушната междина до 33% от максималната работоспособна стойност, запазва коефициента на магнитна връзка неизменен.

2. Описан и изследван е метод за увеличаване на въздушната междина чрез използване на пасивен резонансен LC кръг. В резултат на това схемно решение δ може да се увеличи 2,8 пъти, при запазване на същата ефективност (около 70%), в сравнение с вариант съдържащ само предавателна и приемна намотка.

3. Експериментално е изследвано влиянието, което използвания материал за основа (шаси) на PT оказва върху ефективността, електромагнитното излъчване и температурното натоварване в отделните зони на конструкцията. Алуминиевата основа осигурява екраниране и по-добро топлоотвеждане, а с полиамидната се постига по-висока ефективност и оптимални работни условия на системата.

4. Изследвано е влиянието на скоростта на ротация на приемника върху ефективността на системата.

5. Описани са възможните варианти за осъществяване на безжична комуникация между предавател и приемник. **Разработен и изследван е радиочестотен комуникационен модул RF-НС12.** Установени са неговите недостатъци, състоящи се във времезакъснение за установяване при стартиране в диапазона $(20\div 100)ms$.

6. **Представен е метод за едновременно предаване на информационни сигнали и електрическа енергия** през намотките на PT , като са описани два типа комуникационни системи – еднопосочна и двупосочна. Разработен е прототип за еднопосочна комуникация, като е доказана възможността за предаване на основни управляващи сигнали през PT , с времезакъснение в диапазона $(1\div 5)ms$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В дисертационния труд са систематизирани, анализирани и изследвани съществуващите технологични решения и тенденции за развитие и усъвършенстване на ротационните безконтактни предаватели на енергия. Предложени са методи за технико-икономическа оптимизация на параметрите и конструктивни подобрения на системата. Проектирани са модули, увеличаващи функционалните възможности, надеждността и устойчивостта от влиянието на дисбалансиращи фактори. Създадена е възможност за проектиране на цялостна ротационна система за $БПЕ$, с функционалност, отговаряща на нуждите на автоматизираните и високотехнологични индустриални приложения. Представената методика за проектиране, анализът на видовете конструкции и експерименталните изследвания могат да се използват при проектиране и оптимизиране на ротационни предаватели, обхващащи широки области на приложение.

Съгласно поставените цели в дисертационния труд е разработена ротационна система за $БПЕ$, внедрена в конструкцията на ротираща делителна платформа, за високо-производителна машина на ламинатни туби. Непрекъснатостта на производствения процес, с минимален брак на продукцията, се осигурява от допълнителната възможност за предаване на информационни и управляващи сигнали, едновременно с пренасянето на енергия.

НАУЧНО-ПРИЛОЖНИ ПРИНОСИ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

1. **Предложен е алгоритъм за анализ** на безконтактен ротационен предавател на електрическа енергия, на основата на методи за анализ на стандартни $ВЧ$ трансформатори.

2. **Синтезирана е методика за проектиране** на ротационна система за безконтактно предаване на енергия, отчитаща вида на материала, особеностите на съставния магнитопровод, геометричната конфигурация на намотките и размера на въздушната междина.

3. **Аналитично са сравнени методите за съгласуване** на предавателната и приемната намотки, като на основа резултатите от компютърния анализ е избрана тази с най-добри технико-експлоатационни параметри – SS компенсирани.

4. **Представени са компютърни симулационни модели** за параметричен анализ на коефициента на магнитна връзка и натоварването при SS компенсирани. Доказан е начинът по който изменението на съответния параметър влияе върху разстройката на кръга и съответно ефективността на системата.

5. **Разработени са конструктивни решения** за подобряване на коефициента на магнитна връзка. Формулирани са условията, при които в даден диапазон на изменение на въздушната междина, конструкцията осигурява неизменна стойност на k .

6. **Представено и анализирано е технологично решение за увеличаване на въздушната междина** при системите за $БПЕ$, чрез използване на пасивен резонансен LC кръг. Използването на тази конфигурация позволява увеличаване на δ

приблизително **2,8** пъти, в сравнение с варианта без допълнителна намотка (*LC* резонансен кръг), при условие че се запазва същата ефективност.

7. **Проектирана е PLL система за управление** на ВЧ инвертор, осигуряваща ефективно съгласуване между предавателната и приемната част, поддържайки безконтактния модул в резонанс чрез изменение на работната честота. Този алгоритъм на работа гарантира устойчивост при: промени на въздушната междина; разместване при позициониране между намотките; динамично изменение на натоварването.

8. **Разработена и внедрена е система за комуникация**, осигуряваща съвместно предаване на енергия и данни през предавателната и приемната намотка.

9. **Постигнатите резултати** в дисертационния труд са използвани при проектирането на ротираща делителна платформа за високотехнологична машина, произвеждаща ламинатни туби, във фирма *Елна ООД* - Габрово.

НАУЧНИ ПУБЛИКАЦИИ ПО ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

1. Parionov R., Madzharov N., Petkov V., **Design of optimal rotary inductive power transfer system**, Comptes rendus de l'Académie bulgare des Sciences, IF 0,251, Tome 70, No 10, 2017, pp. 1445 – 1454.
2. Madzharov N., Petkov V., **Analysis of expedient operating modes of industrial IPT systems**, Acta Technica CSAV, Vol. 62, Number 1, 2017, ISSN 0001-7043, pp. 93-106, Scopus SJR =0,192.
3. Madzharov N., Parionov R., Petkov V., Petkov L., **Inductive power transfer systems for rotating applications**, International Scientific Conference PCIM 2018, Nuremberg, Germany, June 2018, ISBN: 978-1-5108-6498-6, pp.1309-1317, Scopus SJR = 0,165.
4. Madzharov N., Petkov V., **Innovative solution of static and dynamic contactless charging station for electrical vehicles**, International Scientific Conference PCIM 2016, Nuremberg, Germany, ISSN 2191-3358, pp. 1999 – 2007, Scopus, SJR = 0,145.
5. Madzharov N., Petkov V., Kogias P., Karakoulidis K., „**Analysis of high-speed rotary wireless power transmitters**“, 26th International Scientific Conference Electronics, ET 2017- Proceedings, Scopus.
6. Petkov V., Madzharov N., „**Design of axial rotary wireless energy transmitter**“, Electrotechnica & Electronica E+E, Vol. 53., No 1-2/2018.
7. Petkov V., „**Design of spiral coils for inductive wireless power transmitters**“, Journal of the Technical University of Gabrovo, 56 (2018), 107-111.
8. Petkov V., Madzharov N., Velev G., Stankov S., „**Communication system for wireless power transmitters**“, Journal of the Technical University of Gabrovo, 56(2018), 97-102.
9. Маджаров Н., Петков В., „**Системи за безконтактно предаване на енергия към движещ се консуматор с две степени на свобода**“, Международна научна конференция Унитех - Габрово, Том 1, 18-19 Ноември, 2016, стр. 200-205.
10. Маджаров Н., Петков В., „**Системи за безконтактно предаване на енергия**“, Международна научна конференция Унитех - Габрово, Том 1, 18-19 Ноември, 2016, стр. 211-217.
11. Маджаров Н., Петков В., „**Ротационни системи за безконтактно предаване на електрическа енергия**“, Международна научна конференция Унитех - Габрово, Том 1, 20-21 Ноември, 2015, стр. 239-244.
12. Петков В., Маджаров Н., „**Токосахранващ източник за оперативни модули и системи за управление на високочестотни преобразуватели**“, Международна научна конференция Унитех - Габрово, Том 1, 20-21 Ноември, 2015, стр. 253-259.

СПИСЪК НА ЦИТИРАНИЯТА ОТ ДРУГИ АВТОРИ НА ТРУДОВЕ

Madzharov, N. D., R. Ilarionov, V. Petkov, L. Petkov, **Inductive power transfer systems for rotating applications**, International Scientific Conference PCIM 2018, Nuremberg, Germany, June 2018, ISBN: 978-1-5108-6498-6, pp.1309-1317, Scopus SJR = 0,165.

Цитирана в:

1. Hvarchilkov D., Dimitrov V., Arnaudov D., **Resonant Converter for Inductive Charging of Light Electric Vehicles**, IEEE 27th International Scientific Conference Electronics, ET 2018 – Proceedings.
2. Ahmad A., Khan Z., Saad Alam M., Khateeb S., **A Review of the Electric Vehicle Charging Techniques, Standards, Progression and Evolution of EV Technologies in Germany**, Smart Science 2018

ВНЕДРЯВАНИЯ

През периода 2015-2018 год. **инж. Валери Петков Петков** е участвал в проектирането и внедряването на следните разработки във фирма „ЕЛНА“ ООД – гр. Габрово:

1. Ротационен безконтактен предавател на енергия за ротираща делителна платформа, внедрена в машина за производство на ламинатни туби.
2. Безконтактна система за съвместно предаване на енергия и управляващи сигнали през предавателната и приемната намотка.

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF ROTARY WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEM

mag. eng. Valeri Petkov Petkov

The dissertation thesis provides a review of the types of rotary wireless power transfer systems. It also presents a design methodology of rotary transformers, transmitting and receiving coils configurations, providing maximum energy efficiency with minimal dissipation losses. In order to clarify the advantages and the disadvantages of the rotary transformer and coils constructions, computer simulations were made. A mathematical analysis of wireless transformer, coils and air gap are presented. To reduce the impact of air gap, between the transmitter and the receiver, the coils are connected in resonant circuits. The design of resonant circuit elements and their matching with the high frequency generator are also investigated, by computer simulations. To active the needs of modern automatic and high-tech machines the following functional modules have been developed: PLL control system for high frequency generator; a system for simultaneous transmission of energy and information signal, through the transmit and receive coils. The dissertation present and analyze an innovative method for increasing the air gap, by using an additional passive resonance LC circuit. Designed modules are implemented in the construction of the laminate tube manufacturing machine in the ELNA company - Gabrovo.

Keywords: electromagnetic analysis, rotary transformer, winding configurations, matching, resonant circuit, magnetic coupling factor, wireless power transfer, information transfer, increasing the air gap, innovative technology, moving load.