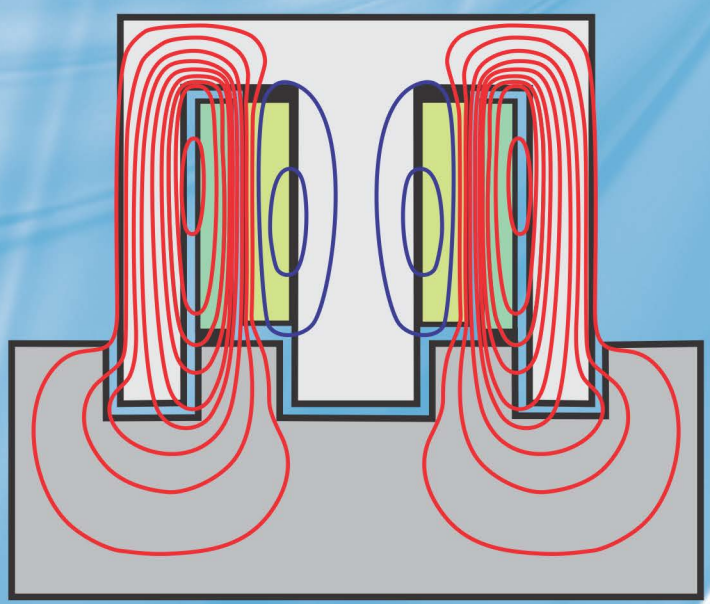
НИКОЛАЙ МАДЖАРОВ

БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ



УНИВЕРСИТЕТСКО ИЗДАТЕЛСТВО
ГАБРОВО
2024

доц. д-р инж. Николай Димитров Маджаров

БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ

УНИВЕРСИТЕТСКО ИЗДАТЕЛСТВО
"ВАСИЛ АПРИЛОВ"
ГАБРОВО, 2024

В монографията са представени основите на анализа, проектирането и съгласуването на безконтактните предаватели на електрическа енергия. Формулирани са основните проблеми и техните решения, отнасящи се до избора на материали за намотките и магнитопроводите с цел реализиране и оптимизиране на желаните технологични режими. Монографията обхваща широк кръг въпроси, включващи: видовете геометрични конфигурации за линейни и ротационни безконтактни предаватели; степени на свобода при позиционирането на приемната намотка; анализ на влиянието на въздушната междина, върху електрическите параметри и разпределението на електромагнитното поле; видове еквивалентни схеми, използвани при анализа и проектирането; особености при практическото внедряване на безконтактните предаватели на енергия.

Монографията е предназначена за докторанти, научни работници и специалисти, работещи в областта на безконтактните предаватели на електрическа енергия и преобразувателната техника.

Рецензенти: доц.д-р инж. Цаньо Т. Цанев
доц.д-р инж. Димитър Д. Арнаудов

Българска
Първо издание

© доц. д-р. инж. Николай Димитров Маджаров – автор, 2024

© Университетско издателство „Васил Априлов” – Габрово, 2024

ISBN 978-954-683-697-7

ИЗПОЛЗВАНИ СЪКРАЩЕНИЯ И ОЗНАЧЕНИЯ

ВБПЕ - високочестотен безконтактен предавател на енергия
БЗС - безконтактна зарядна станция
БС - батериен стек
ВЧ - висока честота
ДЗ - динамично зареждане
ЕМ - електромоибил
ЕМП - електромагнитни процеси
ЕСМ - електроснабдителна мрежа
ИБПЕ - индуктивен безконтактен предавател на енергия
ИМ - информационен модул
КПД - коефициент на полезно действие
КПЕЕ - капацитивен предавател на електрическа енергия
ЛБПЕ - линеен безконтактен предавател на енергия
МДМ - магнито-диелектричните материали
МКЕ - метод на крайните елементи
ММ - модул за мониторинг
МР - модул за вземане на решение
РБПЕ - ротационен безконтактен предаватели на енергия
СЗ - статично зареждане
СУЕ - системата за управление на енергоснабдяването
УБПЕ - ултразвуков безконтактен предавател на енергия
A4WP - Alliance for Wireless Power
BMS - блок за управление на заряда/разряда на батерията
ChS MU - модул за съхраняване и обработване на данни
ECU EVS - блок за електронно управление и комуникация
k - коефициент на електромагнитна връзка
KAIST - Korea Advanced Institute of Science & Technology
OLEV - OnLine Electric Vehicle
PMA - Power Matters Alliance
PP - паралелено съгласуване на предавателната и приемна страни на ИБПЕ
PS - паралелно съгласуване на предавателната и последователно приемна страни на ИБПЕ
SP - последователно съгласуване на предавателната и паралелно на приемната страни на ИБПЕ

SS	- последователно съгласуване на предавателната и приемна страни на ИБПЕ
VMU	- блок за управление на енергийните процеси в *EM*
WPC	- Wireless Power Consortium
WiFi	- безжична комуникация
L_{N1}	- еквивалентна индуктивност на ИБПЕ, приведена към първичната страна
L_{N2}	- еквивалентна индуктивност на ИБПЕ, приведена към вторичната страна
L_{M1}	- намагнитваща индуктивност на ИБПЕ, приведена към първичната стана.
L_{M2}	- намагнитваща индуктивност на ИБПЕ, приведена към вторичната стана.
U_{MP}	- напрежение на захранващата мрежа
U_0	- обратно напрежение върху ключовите прибори
$I_{0КП}$	- средна стойност на тока през ключовите прибори
$I_{mКП}$	- максимална стойност на тока през ключовите прибори
$I_{0ОД}$	- средна стойност на тока през обратните диоди
$I_{0К}$	- средна стойност на входния ток
$K_{ПН}$	- коефициент на трансформация на понижаващ трансформатор
E_H	- начална стойност на захранващото напрежение
$K_{ПВ}$	- коефициент на трансформация на повишаващ трансформатор
R_{EK}	- еквивалентно активно съпротивление на товатнив кръг
Z_{EK}	- реактивно еквивалентно съпротивление
L_K	- комутираща индуктивност
H_S	- интензитет на на полето на повърхността на детайла
J	- токова плътност
δ_K	- фазов ъгъл в диагонала на инвертора
$cos\ \varphi_T$	- фактор на мощността в товара
λ	- интервал на проводимост на ключовите прибори
ξ_0	- разстройка
μ	- специфична магнитна проницаемост
ρ	- специфично електрическо съпротовление
ω	- кръгова честота на превключване (управление)
ω_{CK}	- кръгова честота на собствените колебания на *АИ*

ВЪВЕДЕНИЕ

Безконтактният трансфер на електрическа енергия е процес, при който електрическата енергия се прехвърля между две или повече галванично изолирани вериги чрез използването на електромагнитната индукция. Потенциалните приложения на този метод са от битови и офисни устройства с ниска мощност, до значително по-голяма мощност в индустриалните системи и безкабелното зареждане на електромобили. Безконтактните предаватели нямат алтернатива, там където физическият контакт между източника и консуматора е недопустим, невъзможен или най-малкото проблематичен, например във взривоопасна среда, медицински, подводници и други съоръжения.

Въпреки че е постигнат значителен напредък в тази иновативна технология, все още е необходимо да се отчетат редица проблеми и предизвикателства в областта на проектирането и техническите параметри на безконтактните предаватели. Ниският КПД и ограниченият обхват на предаване са двата основни проблема, които имат противоположна физическа основа. По-високият КПД се постига само при много малки разстояния между предавателя и приемника, докато прехвърлянето на големи количества енергия на значителни разстояния е възможно, но при намалена ефективност. Тук могат да се добавят и проблемите, свързани с чувствителността към позиционирането и съгласуването на предавателната и приемна части. Това представлява предизвикателство при проектирането на всички блокове от безконтактната система и е необходим индивидуален подход за всяко конкретно задание.

Систематизирани са три основни области, в които се работи за решаването на тези проблеми.

Първо, създаване на адекватни модели и подробен електромагнитен анализ на индуктивно свързаните бобини. Това позволява задълбочено изучаване на разпределението на магнитния поток в магнитопровода и въздушната междина и дава възможност за отчитане влиянието на геометричната конфигурация на избраната магнитна верига.

На **второ** място е разработването и използването на високоефективни методи за съгласуване на безконтактния предавател с източника на високочестотна енергия и товара. Целта е да се извърши

пълното компенсиране на паразитните индуктивности на предавателната и приемна страни, така че да се затвори реактивната енергия в локални резонансни кръгове и нещо по – важно, да се намали чувствителността към изменение на разстоянието и позиционирането между намотките. Подходящо решение е динамичното съгласуване - чрез използването на електронни ключове да се променят параметрите на съгласуващата верига в процеса на работа в съответствие с изменението на товара и параметрите на безконтактния предавател.

И **третият подход,** използването на съвременните достижения в схемотехниката на преобразувателната техника. Тук трябва да се има предвид последното поколение полупроводникови прибори на основата на *SiC MOSFET* и *GaN MOSFET*. Тяхното голямо бързодействие позволява да се увеличи значително работната честота (достигане на мегахерцовия обхват) и респективно да се намалят габаритите и теглото на предавателната и приемна части. Чрез последната генерация транзистори могат да се реализират високоефективни методи за преобразуване, изправяне и регулиране на електрическата енергия, прехвърляна към товара през безконтактния преобразувател. Заслужава внимание фактът, че високочестотните токоизправители клас *E* и *D* за първи път се използват при безконтактните предаватели на енергия. Тези съвременни решения позволяват да се увеличи КПД и достигане на стойности до 95% за цялата система.

От научна гледна точка възможностите на безконтактното предаване на енергия са доста повече. Причината е, че голям дял от аналитичната част на разработките на водещите научни екипи и международни компании са строго конфиденциални, а обемът научна литература по въпроса е твърде недостатъчна. В литературни източници и международни публикации към момента са известни частични подходи за проектиране на системи за безконтактно предаване на енергия. Не са налични обаче методики за цялостно проектиране, обвързващи трите фундаментални обекта на безконтактните индуктивни системи – геометрични размери и въздушна междина, параметри и конструкция на съставния трансформатор, методи за компенсиране и съгласуване.

Много често безконтактните предаватели, предлагани на пазара от фирмите производителки, са *know-how*, а съответната техническа документация е доста оскъдна. В повечето случаи тя се свежда само до

публикуване на технически параметри и рекламна пазарна информация. Затова в настоящата монография авторът представя своя опит в тази област и някои идеи, дискутирани в специализираната литература и внедрени в реални технологични съоръжения във фирмите Тетра Пак – Италия, Тетра Пак - Швеция и Херман – Германия, DBT, Франция. Натрупаните знания и информация са систематизирани в определени направления. Разгледани са начинът на действие, методите за съгласуване и управление и оценката на голям брой безконтактни предаватели на енергия. В някои от разделите са засегнати по-детайлно и специфични въпроси, които не са разгледани добре в специализираната литература, а имат съществен принос за правилното управление и функциониране на технологичните устройства. Най - важните резултати са публикувани в редица статии и доклади, за да станат известни на широката научна общност.

Монографията се състои от увод, осем глави и списък с използваната литература.

В първа глава е извършен обзор и историческа справка на съществуващите методи и достижения в областта на безконтактното предаване на енергия. Направена е класификация в съответствие с нивото на мощността и технологичното приложение. Формирани и обосновани са изискванията към материалите за изработване на намотките и магнитните вериги. Представената информация е целесъобразно да се използва за основни технологични и конструктивни насоки при разработването на нови безконтактни системи.

Във втора глава е извършен анализ на електромагнитните процеси в индуктивните безконтактни предаватели на електрическа енергия. Разгледани са особеностите при моделирането и електромагнитния компютърен анализ на магнитната система на двете намотки, формиращи съставния трансформатор. Предложени са числени и компютърни похвати за изчисляване на основните електрически и геометрични параметри на предавателната и приемна част.

В трета глава е представена методика за проектиране на безконтактния предавател. Сравнени са параметрите на схемите за компенсация на двете намотки, техните предимства и недостатъци. Изведени са зависимостите, характеризиращи четирите основни схеми за компенсиране на предавателната и приемната части. Представени са

изходните данни от проведените компютърни симулации относно зависимостта на КПД, еквивалентните индуктивности и капацитет на съгласуващите кондензатори във функция от въздушната междина и геометричната конфигурация на магнитната система. Резултатите са обобщени в графичен и табличен вид с цел лесно използване при проектирането на цялата система. Дефинирани са условията и е въведен коефициент, използван за определяне на границите на изменение на еквивалентните параметри, при които се получават два максимума в амплитудно-честотната характеристика на системата. Установено е, че когато стойността му е положително число е налице само един максимум на тока и това е от първостепенна важност за регулировъчните характеристики на безконтактния предавател (стръмност, честотно регулиране, форма на тока, честотен диапазон и т.н.).

В четвърта глава са представени резултатите от внедряването и експерименталните изследвания на индустриални линейни безконтактни предаватели за честота *500* kHz и мощности до *2.5* kW. Разгледани са особеностите при проектирането, спецификата при избора на материали, съгласуването и конкретни технически похвати, свързани с конструирането на предавателната и приемна части. Специално внимание е отделено на използването на литцендратните проводници и загубите в тях. Извършен е анализ на различни конфигурации магнитни вериги и е разработен вариант с инвертирана Е-образна форма на предавателния магнитопровод, който е патентован.

Резултатите от работа по безконтактните предаватели на електрическа енергия с приложение в ултразвуковите технологии с мощности до *4* kW са представени в пета глава. При анализа и проектирането на съставния трансформатор е изследвано влиянието на конфигурацията на магнитната система и изборът на материали върху напрегнатостта на магнитното поле в зоната на въздушната междина. Предложен е нов подход при компенсиране вътрешния капацитет на ултразвуковия излъчвател чрез индуктивността на разсейване на приемната намотка без използването на традиционния компенсиращ дросел.

Шеста глава е посветена на индустриалните безконтактни предаватели на енергия в мегахерцовия честотен диапазон. Представени са резултатите от научно-изследователската и инженерно-

внедрителската дейност на линейни предаватели с мощност до *2* kW и честота *13,56* MHz във фирма Тетра Пак, Италия. Отчетена е спецификата при конструирането на електромагнитната системата, изборът на материали и метод за съгласуване, породени от влиянието на високата работната честота и съпътстващите я по-големи напрежения. За целта са разработени алгоритъм и програма за проектиране и анализ на цялата ВЧ схема, включваща ВЧ генератор, високочестотен безконтактен предавател на енергия, съгласуваща верига и товар.

Теоретичните и практически резултати, свързани с ротационните безконтактни предаватели на енергия, са разгледани в седма глава. Те се използват за реализирането на редица иновативни технологии, съчетаващи ротационно движение със скорост до *100 000* об/мин, с аксиално отклонение с амплитуда *10 – 20* μм, генерирано от ултразвукова система. Представени са различни конфигурации на магнитните системи, които имат добро припокриване и висок коефициент на магнитна връзка. Разработена е методика за проектиране и многоцелева (векторна) оптимизация, при която се отчитат ограниченията, свързани с основните геометричните размери – допустима дължина, максимален радиус, сечение на намотката, площ на прозореца на магнитопровода, обем и др. Поради високите скорости на въртене, специално внимание е отделено на механичния анализ на ротационния предавател на енергия. Представени са резултатите от аксиалните и радиални натоварвания на основата на магнитопровода, изработена от хромникел и алуминий. Това е съчетано с подробен електрически анализ на загубите в тях, с цел предлагане на технически най-удачния вариант.

В заключителната осма глава са представени теоретичният анализ, конструктивните съображения и практическата работа по разработването, изследването и внедряването на безконтактна зарядна станция за зареждане на електромобили, извършени в рамките на проект *FastInCharge*, финансиран по програма *FP7* на ЕС. Новият момент е, че разработката е приложима както за бързо статично, така и за динамично зареждане на електромобили. Предложен е вариант чрез използването на електронни ключове, за решаване на един от основните проблеми при съгласуването за различни въздушни междини и изменение в хоризонталното разместване между предавателната и приемна части. На базата на тази технология е реализирано и превключването на намотките

при динамичното зареждане. Анализирано е влиянието на разрастващия се електромобилен парк върху електроенергийната мрежа. Разработената на две нива система за управление на електроснабдяването извършава баланс между нуждите на водачите на електромобили и енергийните възможности на доставчика на електроенергия. Създадени са различни алгоритми при планирането на маршрут и точките на дозареждане на батерията, както по отношение на най-близката зарядна станция, така и по отношение на приемлива цена.

В библиографията към монографията са посочени много специализирани литературни източници, които биха могли да ориентират читателя при по-пълното теоретично изясняване на конкретен въпрос.

С тази монография авторът изказва искрената си благодарност и признателност към проф. Валентин Немков от фирма Флукстрол, САЩ, световно известен учен в областта на Електротехнологиите, за ценните съвети и насоки при теоретичния анализ на безконтактните предаватели и получените практически резултати, плод на многогодишната съвместна научна дейност.

Авторът счита за свое приятно и неотменно задължение да изрази своята благодарност на доц. д-р инж. Цаньо Цанев и доц. Димитър Арнаудов за компетентното и прецизно разглеждане, обсъждане и рецензиране на ръкописа на монографията.

Накрая, но съвсем не на последно място, авторът изказва благодарност и към своите колеги проф. дтн инж. Р. Иларионов, д-р инж. С. Милчев, д-р инж. А. Тончев, инж. И. Гърдевски с които бяха проектирани, анализирани, изработени и внедрени голяма част от представените в монографията разработки, особено тези свързани с изпълнението на проекта „FastInCharge”, финансиран по Седма рамкова програма на Европейския съюз.

Монографията е предназначена за докторанти и инженери, разработващи безконтактни предаватели на електрическа енергия. Тя може да бъде полезна и за научни работници и специалисти от областта на високочестотната преобразувателна техника.

ГЛАВА 1

РАЗВИТИЕ И ОСНОВНИ ФИЗИЧЕСКИ ПРИНЦИПИ НА БЕЗКОНТАКТНОТО ПРЕДАВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ

1.1. Исторически преглед

Началото на теоретичната основа на безконтактното предаване на електрическа енергия е поставено през 1819, когато Н. В. Оерстед открива, че електрическият ток генерира около него магнитно поле. След това законите на Ампер, Био-Савар и Фарадей дават някои основни параметри и характеристики на електромагнитното поле. Уравненията на Максуел, представени през 1864 г., описват поведението на електрическото, магнитното и електромагнитното поле, както и взаимодействието им с различни материали [82].

Следват поредица от важни технически открития в областта електромагнетизма. Н. Тесла демонстрира за първи път през 1893-1894 безжично прехвърляне на електрическа енергия чрез микровълни. През 1896 г. той извършва опити за трансфер на енергия на далечни разстояния [5, 15, 22, 116, 121] и реализира прехвърлянето на микровълнови сигнали на разстояние около *48 км*.

Впечатляваща демонстрация за предаване на сигнали с помощта на електромагнитни вълни е направена от индийски учен J. C. Bose [5, 8]. През ноември 1894 г. в Калкута, той запалва барут и захранва звънец от разстояние с помощта на микровълни (милиметров обхват). В този период предаването на сигнали чрез електромагнитни вълни се превръща в основа за радио-комуникацията и свързаните с нея технологии и приложения. Н. Тесла също има голям принос за насърчаване на тези нови разработки, чрез своето изобретение *"Бобина на Тесла"*. През 1901 г., той конструира кулата *Wardenclyffe* и прави опити за трансфер на електрическа енергия без кабели през йоносферата. Нещо повече, през 1901 г. Г. Маркони, използвайки същата апаратура, прави опити на доста по-големи разстояния – през океана между Европа и Америка [24, 31].

Въпреки големият първоначален тласък, безконтактното предаване на енергия не се комерсиализира и не привлича вниманието на учените и изследователите до средата на XX век. Причината е в техническите ограничения на съществуващата през този период елемента база и ниската й ефективност. Частични успехи в това направление има през 1920 – 1930 г., когато са изобретени магнетроните, чрез които е станало възможно преобразуването на електрическата енергия в микровълнова и съответно възможност за безжичен трансфер. Въпреки това, не е създаден ефективен метод за преобразуване на микровълните обратно в стандартна електрическа енергия [11, 12, 16, 23, 52, 74].

През 1964 г. безконтактното предаване на енергия получава нов подем, когато В. Браун, който се счита за неин създател, демонстрира ефективно преобразуване на микровълните отново в електричество. През 1975г., чрез насочени електромагнитни вълни, Браун прехвърля мощност *30 kW* на разстояние от *1 миля* (*1,6 км*) при *84%* КПД [22]. Това е в основата на разработеното безконтактно захранване на хеликоптер чрез микровълнови лъчи, с което се мотивират и вдъхновяват следващите изследвания през 1980 – 1990 г., за захранване от разстояние на самолети в Япония и Канада [101, 110, 111, 166].

През периода 1970 – 1980 г. са отделени големи суми, предимно от *NASA*, за преобразуването на слънчевата енергия в електрическа. Идеята на проекта „*SPS Reference System"* [101, 166] е чрез големи изкуствени спътници, изпратени в околоземна орбита, да се преобразува слънчевата енергията и предава към земята като електромагнитни лъчи. Този проект дава мощен тласък на развитието и на други технологии, имащи отношение към микровълновата техника.

През същия период, безконтактното предаване на енергия на близки разстояния търпи бавен напредък. Основните разработки са с малка мощност в областта на медицината за захранване на импланти и био стимулатори, поставени в човешкото тяло.

Нов подем в безкабелните технологии се регистрира в края на XX и началото на XXI век. Той е продиктуван от голямото разнообразие на пазара на маломощни преносими електронни устройства и необходимостта от подобряване на комфорта при работа с тях. През 2011 г. А. Курс от *Масачузетски технологичен институт, САЩ* демонстрира технологията *WiTricity* [157]. Тя се основава на магнитния резонанс и се характеризира със свобода в ориентацията на приемника спрямо предавателя. Един източник може едновременно да прехвърля енергия към повече от едно устройства, дори когато те имат различни параметри и размери. Това дава възможност за работа при малки стойности на индукцията и увеличаване на разстоянието чрез използване на допълнителни резонансни повторители в зоната на прехвърляне на енергията.

Паралелно с това са формирани консорциумите *Wireless Power Consortium (WPC)* [133], *Power Matters Alliance (PMA)* [137] и *Alliance for Wireless Power (A4WP)* [123], които разработват международни стандарти за безконтактно зареждане батериите на маломощни устройства с битово и промишлено приложение. В днешно време, тези стандарти се използват при разработването и производството на много електронни продукти, като например смарт телефони и безконтактни зарядни устройства за компютри и тяхната периферия, системи за безжичен пренос на информация и др. Те се изграждат на базата на разработената през 2014 г., технология *MIMO (MagMIMO)*[156, 157]. Новото при нея е, че чрез няколко предавателни намотки, се формира насочен електромагнитен лъч и по този начин се

постига значително увеличаване на разстоянието между предавателя и приемника при запазване на висока стойност на КПД [53, 145].

Като обобщение на представената информация може да се каже, че в настоящия етап разработките се концентрират не само в специфични научни области и академичния свят, но намират приложение и в редица комерсиални изделия с мащабно значение за живота на хората.

Голям е напредъкът в автомобилната индустрия и по-специално при зареждането на електромобилите. Според различни прогнози, през 2020 г. електромобилите в Европа ще са между *5* и *10* млн., включително хибридните. В световен мащаб през 2020 г. около *40%* от електромобилите ще се използват в Европа, приблизително толкова ще в САЩ и около 10-*15%* - в Япония.

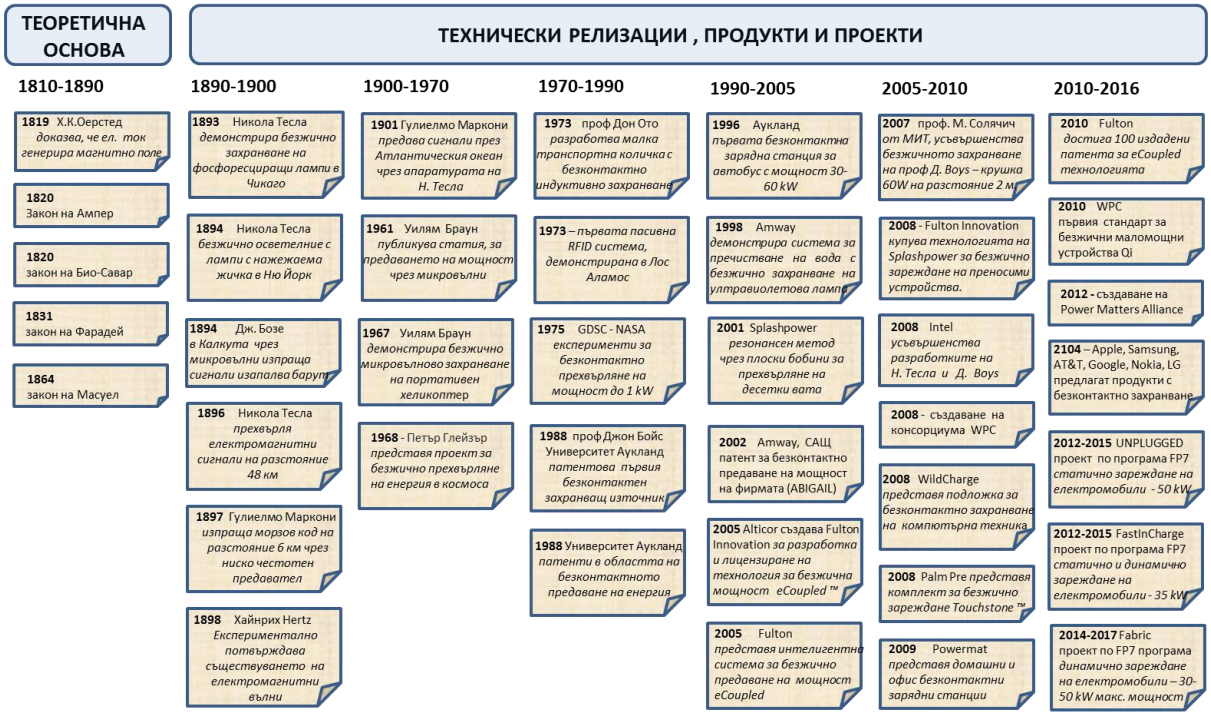
Традиционното зареждане с кабелна връзка има значителни недостатъци, основно свързани с безопасността и комфорта. Почти всички фирми, произвеждащи електромобили, имат разработки за безконтактно зареждане при спряно превозно средство и/или когато е в движение [33, 135, 161]. Тук мощностите са значително по-големи и това предопределя специфични конструктивни и технико-експлоатационни мерки и решения.

Заслужават внимание и методите за безконтактно предаване на енергия на дълги разстояния. Един от пионерите в тази област е фирмата *Lockheed Martin*, работеща в областта на военните технологии и отбрана, която предлага съоръжения за безконтактно предаване на енергия към разузнавателни дронове. Работата продължава и е насочена към увеличаване на разстоянието и мощността. Залогът е голям, защото при положителни резултати, спътниците ще могат да прехвърлят на земята преобразуваната слънчевата енергия в електрическа [85, 110, 126].

1.2. Обобщена оценка на развитието на безконтактните предаватели на енергия

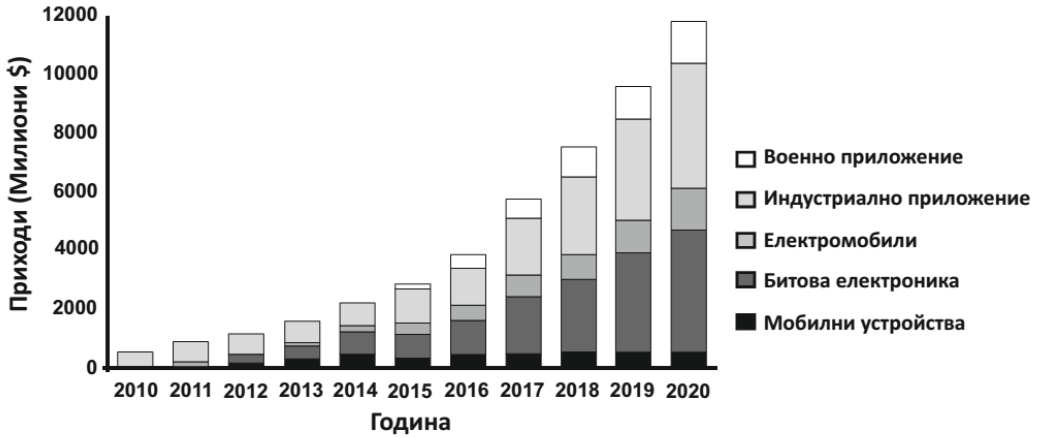
На фиг. 1.1 е представено обобщение на развитието и основните достижения на безконтактното предаване на енергия. Както се вижда, тази технология има разнообразно приложение в индустрията, социална сфера и бита и за много фирми това е реален и доходоносен бизнес. Общият пазарен дял е висок, поради големия брой устройства, в които се внедряват безконтактните предаватели и се очаква да нарасне с повече от четиридесет пъти годишно до 2018 год. Анализът по секторите на приложение показва, че броя на безконтактните системи за заряд на мобилни устройства ще нарасне от *3,74* милиона през 2012 г. до *27,63* милиона през 2018 (фиг.1.2) [83]. Почти всички водещи фирми интегрират тази иновативна функция в своите последни модели - *Nokia (Lumia 830), Samsung (Galaxy S4), LG (Nexus 4), HTC (Droid ДНК)* и др [149-159], [162-165]. Прогнозата на пазарното проучване показва, че безкабелните

технологии общо ще генерират приходи от *17,04* милиарда долара до 2020 г. с приблизителен темп на растежа от *60,49%*.



Фиг.1.1. *Етапи в развитието на безконтактните технологии за предаване на енергия.*

Независимо, че безконтактното предаване на енергия е една от първите 5 бързо развиващи се технологии, все още не е достигнат пълният пазарен потенциал. Основна причина е неуспехът на двата водещи консорциума *WPC* и *PMA* [155, 156] да се договорят за общи стандарти и научни изследвания в името на комерсиализацията на разработените продукти. Наличието на различни стандарти е направило производството им и реализацията на пазара силно фрагментиран.

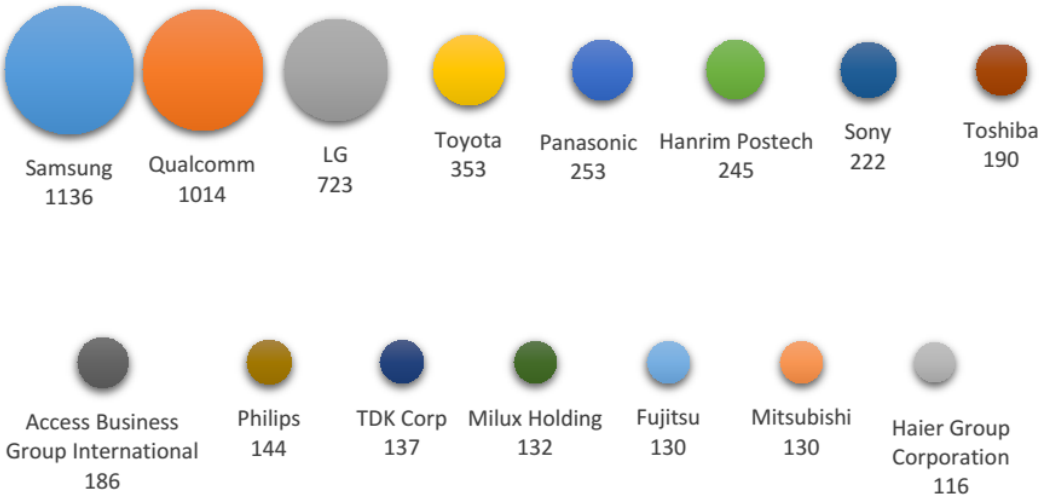


Фиг.1.2. *Приходи и прогноза за безконтактните технологии по години и сектори.*

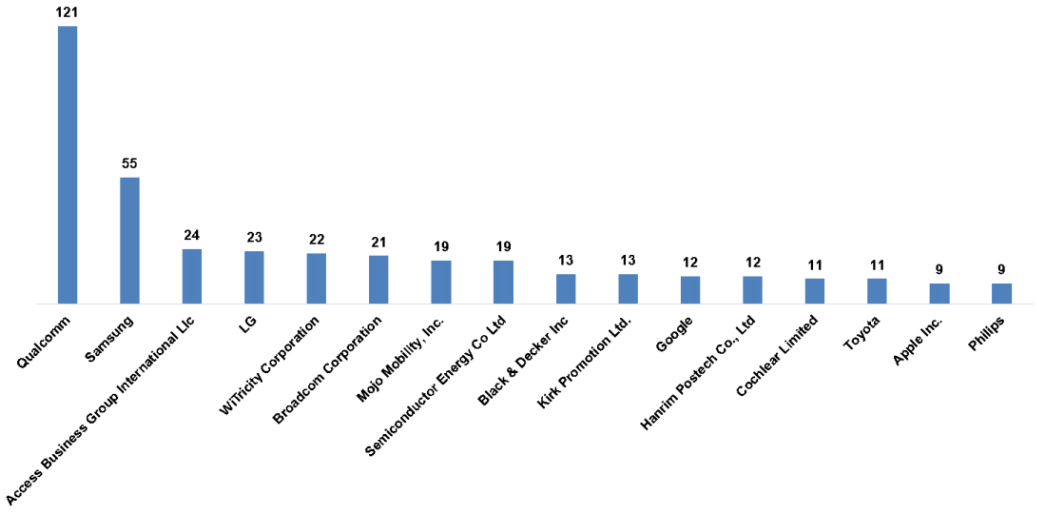
WPC се поддържа от известни компании, като *IKEA, Verizon, Samsung, Motorola, Philips, Хайер, Sony, Panasonic, LG, Microsoft, Haier, Texas Instruments* и др., които използват общ стандарт за безконтактно предаване на енергия *Qi*, създаден през 2008 г [155].

През последните години се забеляза сближаване на технологиите и бизнес плановете на *PMA* и *A4WP*. След сливането им се създаде един от най-големите консорциуми, които се опитват да наложат общ стандарт *A4WP* в безконтактното зареждане на различни устройства. Този нов консорциум включва компании, като *Samsung, LG, Broadcom, Qualcomm, Microsoft, Haier, Asustek, Acer, HTC, Toshiba, Motorola, Texas Instruments* и т.н. Интересното е, че големи фирми, като *Samsung, Qualcomm, LG* и *Texas Instruments*, станаха членове на *A4WP*, след като в началото участваха в *WPC*. Те започнаха да инвестират все повече в усъвършенстването на *A4WP* и налагането на предимствата му пред стандарта *Qi* [41, 155]. *A4WP* има потенциала да стане водещ в безкабелните технологии за зареждане, поради възможността за предаване на енергия от един източник към много консуматори и значително по-големият обхват на приложение.

Обемът и актуалността на извършената работа най-точно се представя с внушителния брой патенти и разпределението им по фирми в областта на безконтактните технологии - фиг.1.3 [20, 31, 83]. Фирмите *Samsung, Qualcomm* и *LG* са в челната класация, съответно с *1136, 1014* и *723* патента. Заслужава внимание фактът, че на едно от първите места са водещи фирми от областта на автомобилната промишленост - *Toyota* с *353* и *Mitsubishi* със *130* патента. Това свидетелства за засиления интерес към безконтактните технологии на автомобилната промишленост при приложението им за захранване и зареждане на електромобилите в статичен и динамичен режим.



Фиг.1.3. *Разпределение на патентите по фирми.*



Фиг.1.4. *Патенти с голяма стойност в областта на безконтактните технологии.*

Анализът на важността на патентите показва, че *97%* от тях се намират в горната част на класацията – фиг.1.4. *Qualcomm* разполага със *121* патента в този сектор [159], *Samsung* има *55* [166], което е два пъти по-малко в сравнение със своя конкурент. Новите фирми от този сектор, като *WiTricity Corporation* [157], *Mojo Mobility Inc*., също имат, съответно *22* и *19* патента. Важно е да се отбележи, че има фирми, като *Fujitsu*, които нямат патенти с голяма важност, но притежават доста патенти със средна значимост в областта на безконтактните технологии, които представят техния научен задел и стремеж за лидерски пазари позиции.

Направеният анализ на развитието, съвременното състояние и тенденции позволява той да бъде ползван като база при вземане на важни решения, относно насоките на научни, технологични, инвестиционни и бизнес програми.

1.3. Физическа основа

Безконтактното предаване на електрическа енергия е метод, при който се прехвърля електрическа енергия от захранващ източник към товара през въздушна междина, без използването на свързващи кабели, в случаите когато това е недопустимо, невъзможно, неудобно или опасно. Задачата при безконтактните предаватели на енергия е различна от тази на безжичната телекомуникация. Докато при съвременната сателитна телевизия, навигация и интернет е много важно нивото на полезния сигнал, то при безконтактните предаватели на енергия, един от основните параметри е *КПД*, дефиниращ каква част от излъчената електромагнитна енергия във въздушната междина се консумира от товара.

При безконтактните предаватели на енергия най-често се използват методи свързани с:

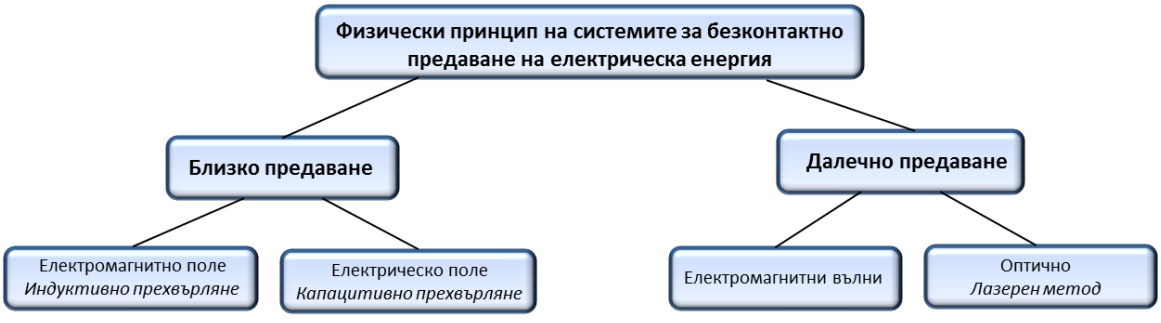
1. Електромагнитно поле;

2. Електростатично поле;
3. Електромагнитни вълни;
4. Оптично предаване (лазерен метод);
5. Електрическата проводимост на земята или водата;
6. Акустично предаване.

Системите за безконтактните предаватели на енергия могат да се класифицират в зависимост от различни фактори, отнасящи се до разстоянието, на което се прехвърля енергията, физическата същност на принципа на излъчване и приемане, средата през която се осъществява прехвърлянето на енергията, приложение и др.

В зависимост от разстоянието между приемника и предавателя, те се класифицират на системи за близко и далечно предаване. При системите за близко предаване, разстоянието е от единици мм до няколко метра (макс. 2м). Мощността се предава между две бобини, използващи магнитната индукция или чрез капацитивна връзка [20, 42, 48]. Недостатък тук е трудното фокусиране и бързото спадане на интензитета на електромагнитните вълни, с увеличаване на разстоянието и хоризонталното разместване между предавателя и приемника. Използваните честоти са от десетки до стотици kHz.

Разстоянието, на което се прехвърля електрическата енергия при системите за далечно предаване, е по-голямо от няколко метра. Мощността се предава чрез електромагнитни вълни или лазерни лъчи. Задължително е вълните или лъчите да бъдат насочени към конкретния приемник. Стойността на изходната мощност намалява с увеличаване на разстоянието. С подходяща конфигурация на предавателната част, излъчваната мощност може да се фокусира към мястото на приемане. Основният проблем тук е, че размерите на предавателната и приемна части, трябва да бъдат съизмерими с дължината на вълната. Използват се честоти в мегахерцовия и гигахерцовия обхват. Съществуват ограничения за мощността в жилищната и индустриалната среди, поради вредните влияния, свързани с електромагнитни смущения, биологични ефекти върху хората и животните и др. На фиг.1.5 е представена класификация на системите за безконтактно предаване на електрическа енергия за близко и далечно разстояние.



Фиг. 1.5. *Видове системи за безконтактно предаване на енергия.*

На фиг.1.6 е представена условна класификация на методите за безконтактно предаване на енергия, в зависимост от трите най–важни фактора – дистанция на предаване, физична основа и сфера на приложение.

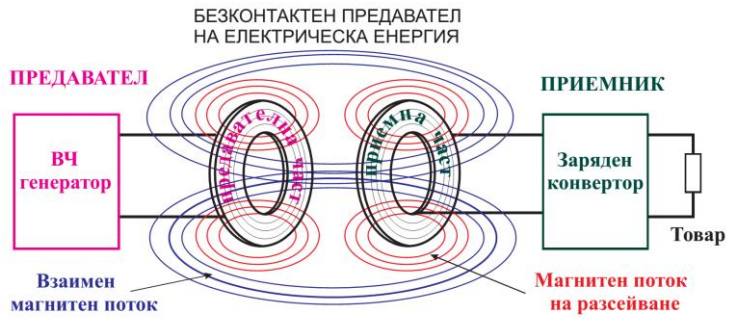


Фиг. 1.6. *Класификация на видовете безконтактно предаване на енергия на основата на използвания физически метод.*

1.3.1. Индуктивно предаване на електрическа енергия

По своята физическа същност, устройството, чрез което се реализира индуктивното предаване на електрическа енергия, представлява система от индуктивно свързани бобини с предавателна и приемна намотки и въздушна междина между тях. Този метод е изключително характерен за предаване на енергия на близки разстояния – фиг.1.7. Основната разлика

между системите за индуктивно безконтактно предаване на енергия (*ИБПЕ*) и класическите трансформатори е, че най-малко една част от устройството се движи (линейно или ротационно) и следователно, магнитната верига не е напълно затворена. Движението може да бъде доста бързо - до *100 000* оборота в минута при ротационните системи [114] и до *20* м/сек. или дори повече при някои маломощни приложения на линейните системи [31, 93, 111, 121, 125].



Фиг. 1.7. *Разпределение на магнитните потоци при ИБПЕ.*

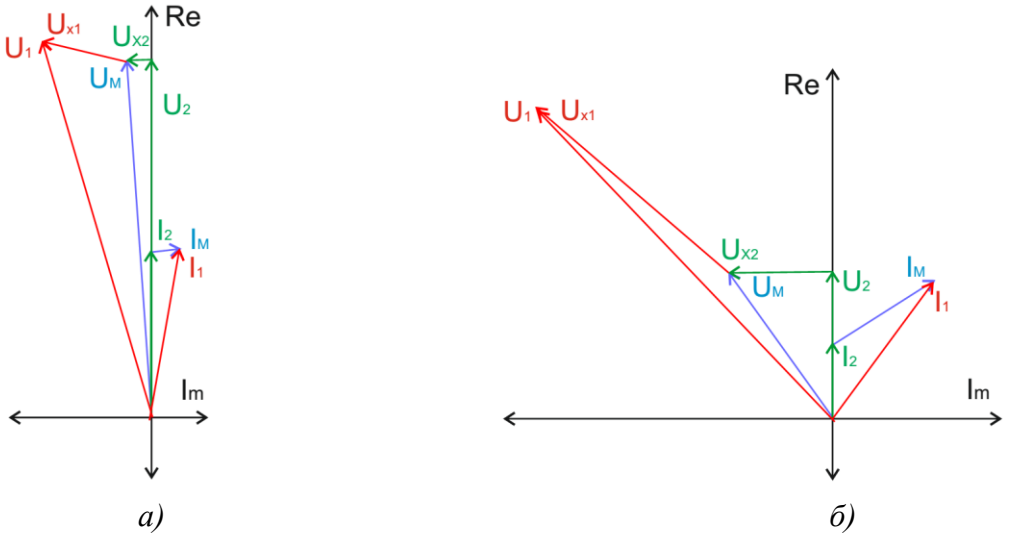
Основни предимства на *ИБПЕ* са:
- липса на контактни съединения, кабели и подвижни контакти и съпътстващите ги искрене, износване, корозия, ерозия и др.;
- по-висока надеждност в сравнение с плъзгащите се контакти;
- подобрено ниво на безопасност, поради липса на открити тоководещи части;
- галванично разделяне на товарната верига от захранващата мрежа;
- лесна употреба и подобрен комфорт при използване в редица електронни устройства;
- лесна поддръжка.

Тези предимства на *ИБПЕ* са много важни за повишаване на интереса и приемането им от потребителите за стандартни изделия, което води до увеличаване на търсенето им на пазара.

Могат да се посочат и някои недостатъци на *ИБПЕ*:
- по-висока цена, в сравнение със системите, при които електрическата енергия се предава от източника към консуматора чрез кабел;
- зависимост на електрическите параметри от взаимното позициониране на предавателната и приемна намотки;
- занижен *КПД* поради допълнителни загуби в системата за индуктивно прехвърляне, особено, когато размерът на приемната намотка е значително по-малък от този на предавателната.

Предимствата и недостатъците на *ИБПЕ* най-ясно се открояват при сравнението на електромагнитните им параметри с тези на класическите трансформатори - фиг.1.8 (с индекс *„1“* са параметрите на предавателната част , с *„2“* – на приемната и с *„м“* на намагнитващата част) и табл.1.1.

Ясно се вижда разликата в изходното напрежение и намагнитващия ток, при едно и също захранващо напрежение.



Фиг.1.8. *Векторна диаграма на традиционен трансформатор – а) и на ИБПЕ – б).*

Табл.1.1. *Електромагнитни параметри на традиционен трансформатор и ИБПЕ.*

Традиционен трансформатор	***ИБПЕ***
Липса или минимална въздушна междина	Голяма въздушна междина
Малък разсеян поток, малка индуктивност на разсейване	Голям разсеян поток, голяма индуктивност на разсейване
Голяма намагнитваща индуктивност	Малка намагнитваща индуктивност
Малък намагнитващ ток	Голям намагнитващ ток
Малък спад на напрежение върху трансформатора	Голям спад на напрежение върху *ИБПЕ*
Малка реактивна мощност	Голяма реактивна мощност
Голям входен фактор на мощност	Малък входен фактор на мощност

Физическата същност на електрическите и магнитни процеси при индуктивното прехвърляне на енергия се основават на четирите основни закона, наричани уравнения на Максуел [82]:

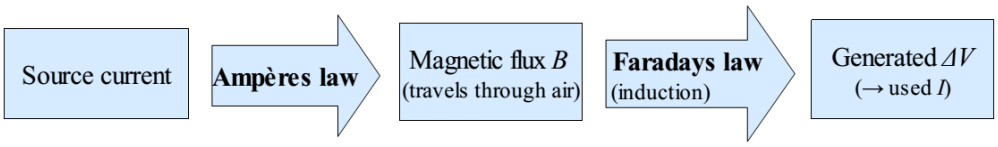
Закон на Гаус за Е - $\oint E.dA = Q/\varepsilon_0$ - потокът на електричното поле E, през затворена повърхност A, е равен на алгебричната сума на зарядите, разделена на диелектричната проницаемост.

Закон на Гаус за В - $\oint B.dA = 0$ - магнитният поток през всяка затворена повърхнина е винаги равен на нула.

Закон на Фарадей - $\oint U.dl = -d\Phi_B/dt$ - електродвижещото напрежение по затворен контур е пропорционално на степента на промяна на магнитния поток.

Закон на Ампер – Максуел - $\oint B.dl = \mu_0 \left(I + \varepsilon_0 . \frac{d\Phi_E}{dt}\right)$ - протичащият по проводник ток индуцира около него магнитно поле.

Най-общо *ИБПЕ* може да се представи с тези закони по следния начин - протичащият ток през предавателната намотка индуцира променливо магнитно поле (закон Ампер - Максуел), което преминава през въздушната междина и индуктира във вторичната намотка електродвижещо напрежение (закон на Фарадей) – фиг.1.9 [19, 35].



Фиг.1.9. *Физическа обосновка на индуктивното прехвърляне на енергия.*

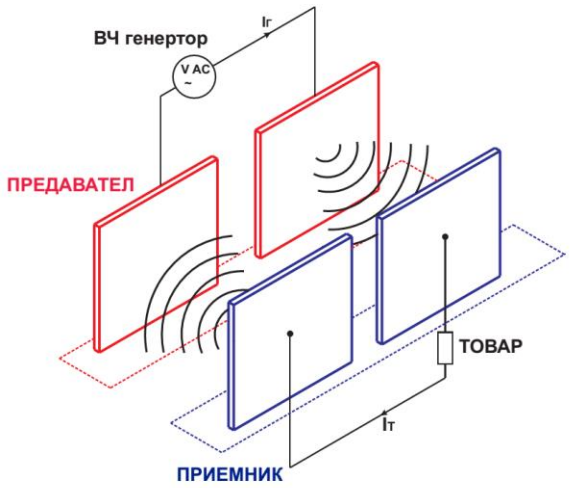
Прехвърлената енергия при *ИБПЕ* е в силна зависимост от честотата на магнитното поле и варира от няколко вата в MHz диапазон до десетки кW в kHz диапазон, с приложение за битови и комуникационни устройства, електрически превозни средства, космическите изследвания, биомедицина, роботизирани, високо-скоростни технологични устройства и др. В зависимост от конфигурацията на магнитните вериги на предавателната и приемна намотки и геометричното им разположение, интензитетът на магнитното поле силно се променя в отделните части. Особено внимание трябва да се отдели на магнитното поле около намотките. Това предопределя безопасността и екологичната съвместимост на *ИБПЕ*. Задължително е при всяка разработка да се удовлетворят действащите норми и стандарти, разработени от институции, като Международната комисия по защита от нейонизиращи лъчения, Съветът на Европейската комисия за търговски цели и др [100, 160]

1.3.2. Капацитивно предаване на енергия

Капацитивното предаване на електрическа енергия се демонстрира за първи път през 1893 г. от Никола Тесла. Предавателната и приемна части са електропроводими плочи, блокове или електроди, разделени от въздушна или друга среда и представляват еквивалентен кондензатор – фиг.1.10. При прилагане на напрежение с висока честота към плочите на кондензатора, се създават електрически полета, чрез които се прехвърля електрическата енергия през диелектрика. По този начин, електрическото поле е преносител на енергията през капацитивния предавател на електрическа енергия (*КПЕЕ*) [69].

Съществуват някои разлики в принципа на действие в сравнение с индуктивното прехвърляне [26]. При този метод електрическите полета са ограничени във въздушната междина между двата електрода и

електрическите загуби са малки. По отношение на реализацията, отпада изискването за обемисти и скъпи намотки и следователно, тази система може да бъде реализирана с по-добри ценови показатели.



Фиг.1.10. *Безконтактен капацитивен предавател на енергия.*

Капацитетът на безконтактния предавател на енергия, т.е. еквивалентният въздушен кондензатор е равен на:

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{\varepsilon A}{d} \tag{1.1}$$

Енергията, акумулирана в кондензатора, се определя с израза:

$$W = \int_0^Q V\, dQ = \frac{1}{2}\frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2}\, VQ \tag{1.2}$$

Реактивната мощност, която се прехвърля през *КПЕЕ,* е:

$$Q_C = {V_{rms}}^2 . C . 2\pi . F,\ [kVAr] \quad , \tag{1.3}$$

C - капацитет на еквивалентния кондензатор;
ε - диелектрична проницаемост на диелектрика на кондензатора ;
A - площ на плочите на кондензатора; d - разстояние между плочите;
Q - електрически заряд ; W - количество енергия;
f - работна честота; Q_C - реактивна мощност;
V - напрежение върху плочите на кондензатора.

В съответствие с изрази (1.2) и (1.3) могат да се направят изводи, относно факторите, влияещи на ефективността на процеса на прехвърляне на енергия:

- работното напрежение върху еквивалентния кондензатор - най - голямо влияние върху максималната прехвърлена мощност;
- работна честота - има двустранно ограничен диапазон, поради линейната зависимост на мощността, натрупана в кондензатора и наличието на диелектрични загуби в него т.е., ниски честоти - малка

прехвърлена мощност, високи честоти - завишени загуби в диелектрика;
- параметри на диелектрика на еквивалентния кондензатор - силна зависимост от наличие на паразитни проводими обекти, влажност и др., между плочите на *КПЕЕ*;
- диапазон на изменение на еквивалентния капацитет - в зависимост от степента на припокриване (разместване) на плочите, тяхната геометрична форма и разположение. Тези параметри определят не само ефективността при прехвърляне на енергията, но и работоспособността на капацитивната система за безконтактно предаване на мощност;

Може да се обобщи, че този метод не е подходящ за предаване на големи мощности, поради необходимостта от високи напрежения (достигащи няколко киловолта), плочи с големи размери и висока работна честота (при голяма дистанция между предавателната и приемна част). Използва се за мощности до *50* W.

1.3.3.Електромагнитни вълни

Прехвърлянето на електрическа енергия чрез електромагнитни вълни се използва в случаите, когато разстоянието между предавателя и приемника е голямо – от няколко метра до няколко километра. Този метод принадлежи към системите за далечно предаване в микровълновия обхват при честота от *1* до *30 GHz* на електромагнитните вълни [144]. За разлика от радиовълните, електромагнитните вълни могат да се фокусират в тесен сноп, което позволява на предавателя да насочи електромагнитната енергия точно към местоположението на приемника. Основната причина да не се използва за прехвърляне на големи мощности, е ниската ефективност (по-малка от *50%*) при преобразуването в приемника на електромагнитните вълни в електричество с параметрите на стандартната захранваща мрежа [30, 62, 72, 112, 113, 129]. Освен това, при увеличаване на мощността, се увеличава интензитетът на електромагнитното поле и над определена граница се влиза в зоната, забранена от действащите стандарти. Ето защо, за постигане на интензитет на полето по-малък от *1* mW/cm^2, се налага значително увеличаване на размерите на предавателя и приемника. Съществува разработка на *NASA* за прехвърляне на енергия чрез електромагнитни вълни с диаметър на предавателя *1* км и диаметър на приемника *10* км [92, 117, 131].

Чрез този метод за безконтактно прехвърляне на енергия са разработени системи за захранване с електричество на космически кораби, при които се избягват устройствата за директното преобразуване на слънчевата енергия в електрическа и свързаното с това допълнително увеличаване на масата им. Те се инсталират на спътници, имащи траектория около земята, преобразуват слънчевата енергия в

електромагнитни вълни и я насочват към космическия кораб. Такива са проектите *Goldstone* на *NASA, SHARP* [85, 166], и др.

За по-малки мощности, от няколко mW, прехвърлянето на енергия чрез електромагнитни вълни, се осъществява при честоти от *300* MHz до *300* GHz и се използва за захранване на идентификационни карти, безжични сензори, имплантирани апарати в човешкото тяло, светодиодно осветление и др. [34, 56].

1.3.4. Оптичен (лазерен) метод

Безконтактното предаването на електрическа енергия на големи разстояния може да се реализира и чрез използването на лазерна светлина. Основната идея е същата, като при преобразуването на слънчевата енергия в електрическа чрез слънчеви панели. Лазерният лъч е много по-концентриран от слънчева светлина и може да бъде насочен много точно към желаното място, където се намира приемника.

Предавателят (лазерът) е източник на кохерентна светлина, т.е. лазерът генерира тънък, добре насочен сноп с висока интензивност, еднакъв цвят, постоянна фаза, голяма яркост и го насочва към приемника. Енергията може да бъде предава на големи разстояния през въздушното пространство или чрез оптични влакна. Високоефективни фотоволтаични клетки, от които е съставен приемникът, преобразуват енергията на лазерния лъч в електрическа. Предимствата при използване на лазера като метод за безконтактно предаване на електрическа енергия са:

- чрез фокусираният лазерен лъч е възможно предаване на енергия с голяма плътност на големи разстояния;
- малкият размер на приемника позволява лесна интеграция в устройства, имащи ограничение по отношение на масата и обема – космическа апаратура, военни обекти и др.;
- висока шумоустойчивост към електромагнитни смущения в случай на предаване на сигнали.

Съществуват някои недостатъци, ограничаващи приложението на лазерите като метод за безконтактно предаване на енергия:

- ниска ефективност на преобразувателите на енергията на лазерния лъч в електрическа енергия – *20-30 %* за монохромна светлина и *40-50%* за целия светлинен спектър;

- тази технология трудно може да се приложи в динамична среда, например за зареждане на електромобили по време на движение, защото се изисква линия на видимост между предавателя и приемника;

- ефективността на предаването на енергията чрез лазер силно се влияе от метеорологичните условия - при силен дъжд, сняг или мъгла може да се блокира предаването на енергия почти до *100%*;

- лазерното излъчване е вредно, дори и ниските нива на мощност причиняват нарушение на зрението на хора и животни. Високите нива на мощност могат да убият живи същества чрез локало загряване и дори изпаряване на живата материя.

Лазерното предаване на енергия намира приложение най-вече във военните лазерни оръжия и космическа апаратура. Съществуват и маломощни лазерни системи с приложение в бита и промишлеността, но те са съобразени със стандартите за безопасност, съгласно *IEC* 60825 [160].

1.4. Класификация на индуктивните безконтактни предаватели на енергия

Поради преимуществата и актуалността на индуктивните безконтактни предаватели на енергия (*ИБПЕ)* в настоящият раздел са представени и анализирани развитието, насоките на перспективни изследвания и реализацията на иновативни системи в актуални области на техниката, технологиите и важни аспекти на човешката дейност. На фиг.1.11 е представена класификация на *ИБПЕ* в зависимост от приложението им.



Фиг.1.11. *Класификация на ИБПЕ.*

Голямото разнообразие от *ИБПЕ* за зареждане на мобилни комуникационни устройства, инструменти и други електронни прибори, както и за зареждане на импланти в човешкото тяло, могат условно да се класифицират като **маломощни** *ИБПЕ*. Те имат различен брой степени на свобода в съответствие с възможното взаимно позициониране на предавателната и приемна част - до 6 (*x*-*y*-*z* и *З* ъгъла на ориентация).

ИБПЕ за зареждане на **електромобили** имат три основни степени на свобода (*x*-*y*-*z*). Чрез ъгъла на отклонение на предавателна спрямо приемна част, може да се внесе допълнително влияние върху електрическите параметри на системата, като степента му основно зависи от

конфигурацията на магнитните вериги, механичната система и др. При фиксирано разстояние z между двете части на *ИБПЕ,* степените на свобода намаляват до две, което е предпоставка за по-лесна оптимизация. Важно е да се отбележи, че само няколко (една или две) степени на свобода обикновено са от съществено значение за *ИБПЕ* – хоризонтално и вертикално разместване. Другите възможности, като например накланяне и/или завъртане на определен ъгъл, могат да играят роля на "смущаващи" фактори с малък ефект върху коефициента на магнитна връзка между приемника и предавателя и съответно, върху ефективността при прехвърлянето на енергията.

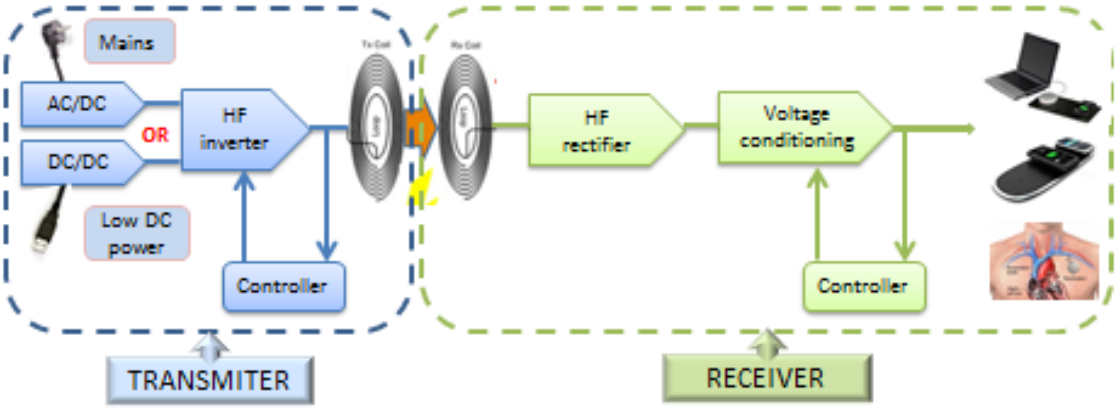
Технологичните *ИБПЕ* имат обикновено една или две степени на свобода. Основната степен е z, перпендикулярна на посоката на движение на приемната част. Особеност на технологичните *ИБПЕ* е необходимостта от висока ефективност и по-голяма стабилност на параметрите по време на всеки цикъл на трансфер на енергия или от цикъл до цикъл с цел повторяемост на технологичния процес. Това налага прецизно проектиране на магнитната система на *ИБПЕ* и веригите за съгласуване с високочестотния източник и товара.

Обикновено, прехвърлянето на електрическата енергия се осъществява от фиксиран (неподвижен) предавател към подвижен приемник, който извършва линейно или ротационно движение.

1.4.1.Маломощни индуктивни безконтактни предаватели на енергия

Има три основни функционални предимства при използването на системите с *ИБПЕ* за консуматори с малка мощност. **Първото** се състои в гъвкавостта и свободата в ориентацията на предавателя и приемника по време на работа. Това дава възможност за различни приложения, като прави системите по-лесни и по-удобни за използване. **На второ място**, един източник може да се използва за прехвърляне на енергия към повече от едно устройство, дори когато устройствата имат различни номинални мощности. **И трето**, поради възможността да се работи при по-ниски стойности на магнитната връзка, размерите на предавателната и приемна части могат да бъдат доста различни в съответствие с приложението. Когато в зоната за прехвърляне на енергия няма консуматор, системата остава в режим на готовност с минимална консумация на енергия. При наличие на приемна част в зоната за прехвърляне на енергията, чрез комуникация между предавателя и приемника се дефинира точната позиция на приемника и се идентифицират всички технически параметри на консуматора - ток, напрежение, характеристика на зареждане на батерията (в случай на наличие на батерия). Този алгоритъм е типичен за маломощните *ИБПЕ* и им предава завидна техническа интелигентност.

Блоковата схема на маломощна система за *ИБПЕ* е представена на фиг.1.12. На първичната страна тя има *AC/DC* или *DC/DC* конвертор, високочестотен инвертор и предавателна на бобина. В някои случаи предавателната част включва повече от една излъчвателни бобини, с което се предоставя по-голяма свобода при позициониране на приемащото устройство. Вторичната част съдържа приемаща намотка, *HF* или синхронен токоизправител и блок, който регулира и/или стабилизира напрежението, с цел най-ефективно прехвърляне на енергия, в зависимост от параметрите на консуматора или състоянието на заряд на батерията. Първичните и вторичните контролери се използват за прецизно управление в реално време на количеството енергия, прехвърлена от предавателя към приемника, информационни данни за комуникация, мониторинг, защита и взаимодействие с друга електронна апаратура.



Фиг.1.12. *Блокова схема на маломощен ИБПЕ.*

Благодарение на техническата безопасност, свобода при позициониране, надеждност, удобство при работа и високата ефективност, маломощните *ИБПЕ* са широко използвани за захранване на прецизни инструменти, акумулаторни четки за зъби и самобръсначки, *LED* осветление, дистанционни управления, медицинска апаратура, мобилни телефони, както и друго маломощно битово и промишлено оборудване. Типично приложение на маломощните *ИБПЕ* е в уреди, които не допускат наличие на открити електрически контакти и се използват във влажна среда. Системата за безконтактно предаване на енергия обикновено включва феромагнитна сърцевина, която увеличава коефициента на магнитна връзка между намотките. Работната честота е около *50* kHz или повече и прехвърлената мощност е от няколко миливата до стотина вата.

Разработени са редица маломощни системи с *ИБПЕ* за захранване на имплантирани медицински устройства, като помпи за подпомагане на сърдечната дейност, пейсмейкъри, инфузионни помпи, в битовата електроника и др. Тази информация е обобщена в табл.1.2.

Табл.1.2. *Приложение на маломощните системи с ИБПЕ.*

Технология	**Начало на производство**	**Вид на предавателна и приемна намотки**	**Честота**	**Мощност**	**Приложение**
Битова електроника	1990	Концентрична диаметър ≈ 20 mm	50 kHz-500 kHz	1 W - 100 W	Електрически четки за зъби и самобръсначки, радиочестотна идентификация, безконтактни смарт карти, малки домакински уреди, *LED* монитори, подложки за безжично зареждане. Терминали за зареждане с обществен достъп.
Биомедицина	2005	Цилиндрична, равнинна, спираловидна, многопластова, спираловидна. Бобини за имплантиране - от диаметър 5mm до 22 mm и височина от 1 mm до 4,5 mm.	100 kHz - 1 MHz	2-3 mW - 10 W	Micro-робот за ендоскоп, сензори и имплантируеми изделия: кохлеарни импланти, сърдечни дефибрилатори, пейсмейкъри, стомашни стимулатори, мозъчни стимулатори, инсулинови помпи, протеза за ретина, контролни устройства за кръвно налягане.
Мобилни телефони, компютри и техните периферии	2003	Кръгла, спирала, квадратни литцендратни или от печатни платки намотки. Размери на първична 35-200mm и вторична 15-50 мм	80 kHz - 1-2MHz	5 W – 120 W	Мобилни и смарт телефони,таблети, лаптопи, ултрабук, слушалки, високоговорители, мишки, клавиатури и т.н.

Конвенционалните начини, които използват свързващи кабели, преминаващи през кожата на пациента, могат да доведат до допълнителни

рискове от инфекция. Чрез използване на *ИБПЕ*, тези устройства ефективно се захранват, дори и при дълбоко имплантиране в човешкото тяло. Допълнително предимство е, че се елиминира необходимостта от хирургическа намеса за подмяна на стандартните батериите на импланта. Необходимо е много прецизно да се проектира приемната намотка, за да се избегне повишаването на температурата, което би могло да бъде проблем в някои приложения. Стойността на прехвърлената мощност е до няколко вата и работната честота е в диапазона *100 kHz -1 MHz* [3, 57, 79, 98, 104].

Безжичният имплант е по-безопасен, по-здрав и по-малко вероятно е да бъде повреден в резултат на прекъснато захранване. Друго важно негово предимство, е малкият размер, което го прави приложим за лечение на все по-голям брой заболявания и състояния, като глухота, слепота и парализа [4, 40, 47, 55, 76, 99, 136]. Например, кохлеарните импланти се поставят във вътрешността на слепоочната кост на дълбочина *3-6* мм в близост до ушите, ретинални импланти се поставят във вътрешността на очната ябълка и имат размер по-малък от *5* мм заедно с приемната част на *ИБПЕ*, инвазивни мозъчни-стимулатори се вграждат между външната повърхност на мозъка и черепната кост на разстояние *1-3* мм. За разлика от пейсмейкърите, при тези устройства са налице много сериозни ограничения за размера, което изключва използването на батерии, като основен източник на енергия. Вместо това, батерията или захранващото устройство се поставя извън тялото на пациента и мощността се прехвърля безконтактно през кожата чрез предавателна и приемна част на *ИБПЕ*. Мощностният диапазон на тези устройства е от mW до *1-2* W при КПД *40-60 %* и честота до *1* MHz. Важен въпрос за устройства, работещи в този честотен диапазон, е допустимият интензитет на магнитното поле и влиянието върху близко разположени съобщителни устройства, което се дефинира от стандартите за електромагнитна съвместимост.

Два са основните стандарти, изясняващи параметрите на маломощните *ИБПЕ* - *Qi* и *A4WP*. Стандартът *Qi* е разработен от консорциума *WPC*. Безжичният зареждащ модул има плоска повърхност (поставка за зареждане), върху която се поставя устройството, приемащо енергия. *Qi* стандартът определя оперативната съвместимост при *ИБПЕ* и трансфера на комуникационни данни между зареждащата част и зарежданото устройство с цел „опознаване“ и контролиране нивото на прехвърлената мощност. Допълнително той обхваща *ИБПЕ* с разстояние между предавателя и приемника до *40* мм и две степени на мощностни нива: първа група - за мощности до *5*W и честота *110-205* kHz и втора - до *120*W при честота *80-300* kHz [50, 137, 155].

Стандартът *A4WP* се отнася за системите, използващи магнитен резонанс на електромагнитно поле и дефинира условията за пространствената свобода на приемната част на *ИБПЕ*. Условията на *A4WP* позволяват едновременно зареждане на няколко устройства при

различно позициониране и ниво на мощността. Предимство на *A4WP* спрямо *Qi* е, че наличието на чужди тела в зоната на индуктивното предаване на енергия, не нарушава работата на системата и не причиняват неблагоприятни ефекти, свързани със ефективността и идентификацията на приемната част [73].

През 2014 г. много водещи производители на смартфони, като *Samsung, Apple* и *Huawei*, предложиха на пазара устройства от ново поколение с вградена възможност за индуктивно безжично зареждане. От бизнес гледна точка, безжичното зареждане на лаптопи, в момента е една от най-конкурентните и бързо развиващи се производства в световен мащаб. Прогнозите сочат, че общата продажбата на такива устройства ще нарасне от *$ 14,5* милиона през 2014 г. до над *$ 1,1* милиарда през 2019 г., когато се очаква да бъдат произведени над *200* милиона безжични зарядни устройства за лаптопи.

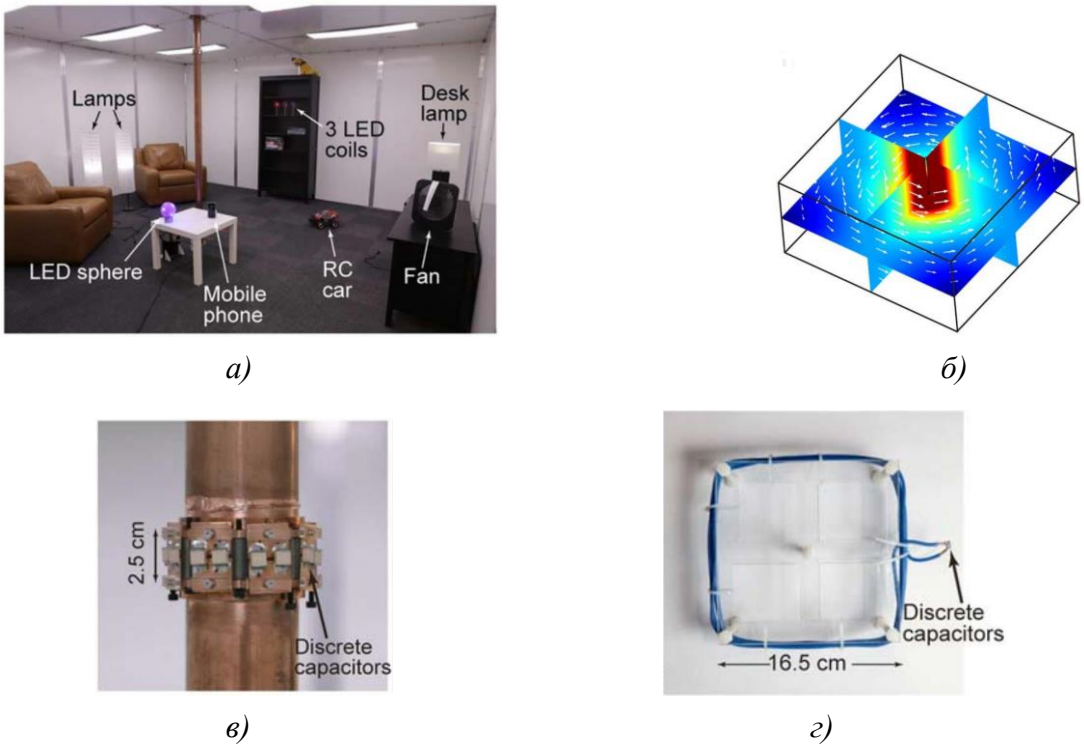
Системите с *ИБПЕ* намират голямо приложение в автоматизираните „чисти стаи“ за производство *LED* дисплеи, компютърни чипове, интегрални схеми и микроелектронни компоненти, където е необходимо спазване на строгите условия за чистота и постигане на по-висока производителност от всяка друга конкурентна технология [66]. Подобен вид системи работят с доста голяма ефективност, защото разместването по трите оси между двете намотки е много малко, тъй като приемната част се движи по точно определена траектория. Естественото продължение на маломощните *ИБПЕ* е по посока увеличаване на прехвърлената мощност, с цел захранване с електрическа енергия на системи, работещи при тежки условия – влага, вода, прах, активна среда и др. Например, за зареждане батериите на съоръжения, изпълняващи своите функции под водата [25, 84], във взривоопасна среда и др.

Съвременните тенденции относно маломощните *ИБПЕ* са свързани със създаването на технология, подобна на безжичната комуникация *WiFi*. Това е необходимо, защото в редица технически сфери като роботиката [60], медицински импланти и потребителска електроника, съществуват ограничения относно разстоянието и взаимното разположение между предавателя и приемника, с което се намалява геометричната свобода и експлоатационните параметри на *ИБПЕ* [124, 139].

Стремежът за предаване на електрическа енергия, в определен обем от околното пространство, започва с бобината на Тесла от 1900 г. Паралелно с това се приемат строги изисквания и стандарти за гарантиране безопасността и здравето на потребителите и съответно до значителен компромис между обхвата, при който дадено устройство може да бъде безконтактно захранвано и/или максималната безопасна мощност. Допълнително трябва да се добави, че при разстояние между предавателя и приемника, по-голямо от една четвърт от диаметъра на предавателната намотка, силно намалява коефициентът на магнитна връзка и съответно *КДП*. Това важи и при драстично различие в размерите на намотките [67].

Последните разработки използват стоящи електромагнитни вълни (в милиметровия обхват), генерирани в метална камера, т.н. квазистатичен резонанс в обем. Стоящите вълни се разпространяват във вътрешността на камерата и генерират неизменни електрическо и магнитно полета. За целта се използва електромагнитен резонанс в специално конструирания метален обем, в който индуцираните токове през стените, тавана и пода се затварят през кондензаторна батерия. Тези контури на свой ред генерират магнитни полета, разпространяващи се във вътрешността на камерата и по този начин се осигурява безконтактно предаване на мощност към приемниците, разположени във всяка точка на резонансния обем. Представената структура притежава висок *Q*-фактор и чрез капацитета на кондензаторната батерия, резонансната честота може да се фиксира до стойност, при която в обема се генерират стоящи нискочестотни вълни и допълнително се получава ефективно разделяне на магнитното от електрическото поле.

На фиг.1.13а е представена общата идея на квазистатичния резонанс в камера, предавателната част с кондензаторната батерия (фиг.1.13в) и приемната намотка със съгласуващия кондензатор (фиг.1.13г). От анализа на електромагнитното поле (фиг.1.13б) се вижда, че то е равномерно в целия обем и позволява добра електромагнитна връзка с бобините на приемниците. Техният размер може да е *1000* пъти по-малък от този на квазистатичния предавател [13, 28, 71].



а) *б)*

в) *г)*

Фиг.1.13. *Безконтактно захранване на основата на квазистатичен резонанс: а) - общ вид на идеята; б) - разпределение на магнитното поле (стрелките показват вектора на магнитното поле); в) - предавателна част; г) - приемна част.*

Много важно е, че съотношението между магнитно и електрическото поле в камерата, е средно *100* пъти по-голямо, отколкото в свободното пространство и това позволява безопасно прехвърляне на значително по-голямо ниво на мощността. Тъй като, квазирезонансният предавател взаимодейства енергийно само с обекти, настроени на същата резонансна честота, то другите предмети и материали, разположени в камерата, не оказват влияние на общата настройка и на процеса на прехвърляне на енергията. Наред с изброените предимства, тази иновативна технология изисква стените на обема, в който се генерира енергията, да са от електропроводящ материал.

1.4.2. Индустриални ИБПЕ

Съществува широка гама от индустриални линейни и въртящи се *ИБПЕ* с доста разнообразно приложение [149-159]. На фиг.1.14б е представено динамично и статично зареждане на батериите на промишлени транспортни средства [149]. Това са така наречените интелигентни транспортни средства с общо предназначение за мощности до 5 kW, при относително малко (до няколко мм) и неизменно разстояние и странично разместване между предавателната и приемна части [147]. Тези системи се използват широко в автомобилостроенето, при производството на двигатели и скоростни кутии, монтаж на купета и др.

ИБПЕ се използват във високотехнологичните индустриални системи със специфични изисквания към микроклимата и техническите параметри на автоматизацията - това са високоскоростни *ИБПЕ*, които предават безконтактно електрическа енергия към линейни или ротационно движещи се устройства – фиг.1.14а, фиг.1.14в [32, 90, 122]. Реалното технологично устройство е свързано с приемната част на *ИБПЕ* и може да бъде с *R-L* (високочестотен индуктор или електродвигател) или *R-C* (ултразвуков излъчвател) импеданс, които изискват много точно съгласуване с високочестотния източник.



а) *б)* *в)* *г)*

Фиг.1.14. *Индустриални приложения на БПЕ: а) - „чисти стаи“; б)-статично и динамично зареждане на индустриални транспортни средства; в) - автоматизирани системи; г) - сигнализация и контрол на автомобилното движение.*

ИБПЕ се използват за захранване на различни сигнализиращи и контролиращи системи при автомобилното движение [36]. Например в тунели, за разделяне на двете платна със светещи указатели, монтирани на пътното платно – фиг.1.14г. Съществуват редица неудобства, относно тяхното захранване с кабели, свързани с необходимост от разклонителна кутия за всеки сигнален източник, контактни връзки, херметизация и др. С безконтактното захранване се избягват тези недостатъци и допълнително предимство е лесния монтаж и демонтаж на всяка сигнална лампа, при промяна на позицията й, т.е при изградена предавателна част, монтирана в пътното платно, може лесно да сменя положението на сигнализиращите устройства.

Към индустриалните *ИБПЕ* спадат и иновативните разработки на редица международни екипи, относно безконтактно зареждане на превозни средства с електрическо задвижване. Условната категоризация може да се извърши за две групи пазарни продукти, произведени и разработени от фирми и компании (в автомобилната индустрия) и експериментални разработки на университетски екипи [32, 33, 149-165]. В табл.1.3 са представени параметри на част от постиженията на водещите компании в тази област.

Табл.1.3. *Иновативни разработки в областта на безконтактното зареждане на електромобили.*

Компания	**Приложение и номинална мощност**	**Вид *ИБПЕ***	**Разстояние**	**Уеб адрес**
Conductix Wampfler	Индустриални-$10^1 \div 10^2$kW Електромобилен транспорт	Статично и динамично	$10^1 \div 10^2$mm	www.conductix.com
Primove	Релсов транспорт – *400*kW Автобусен – *200*kW Електромобили – *10*kW	Статично и динамично	*20* ÷ *30*cm	www.primove.bombardier.com
OLEV Technologies	Автобусен – *100*kW, *20*kHz, *85*% eff.	Статично и динамично	*20*cm	olevtech.com
Nissan Motor Company	Електромобили – *3* ÷ *6*kW	Статично	*20* ÷ *30*cm	www.nissan-global.com
Siemens	Електромобили – *3* ÷ *7*kW	Статично	*10* ÷ *20*cm	www.industry.siemens.com
Plugless power	Електромобили – *3* ÷ *6*kW	Статично	*20* ÷ *30*cm	www.pluglesspower.com
WiTricity Corp.	Електромобили – *3300*W	Статично	до *20*cm	www.witricity.com
Qualcomm Halo	Електромобили – $10^1 \div 10^3$W	Статично	до *20*cm	www.qualcommhalo.com

Параметрите, цитирани в табл.1.3, синтезират информацията към началото на 2016г. Термините „статично“ и „динамично“ предаване на енергия са определящи за начина, по който се осъществява процеса. При „динамично“ предаване на енергия, обектът на захранване (приемника) е в движение, като траекторията му преминава през множество захранващи (предавателни) части на системата за *ИБПЕ*. При „статичния“ заряд приемната и предавателната част са неподвижни една спрямо друга по време на процеса на прехвърляне на енергията.

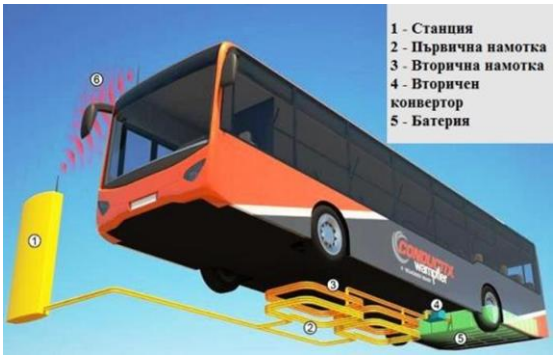
Началото на използването на метода за електромагнитно предаваме на енергия с помощта на високочестотен *ИБПЕ* с малка въздушна междина, е поставено през 1990г. от компанията *GM*, т.н. *Magne – Charge*. Зарядната станция за двуместния *EV-1* е базирана на използване на двукомпонентен *ИБПЕ* вместо електрически куплунг (фиг.1.15). Основната разлика от съвременните решения е "*хибридността*" на технологичната концепция - контактно кабелно зареждане с пълно галванично разделяне между източника и консуматора.



а) б)

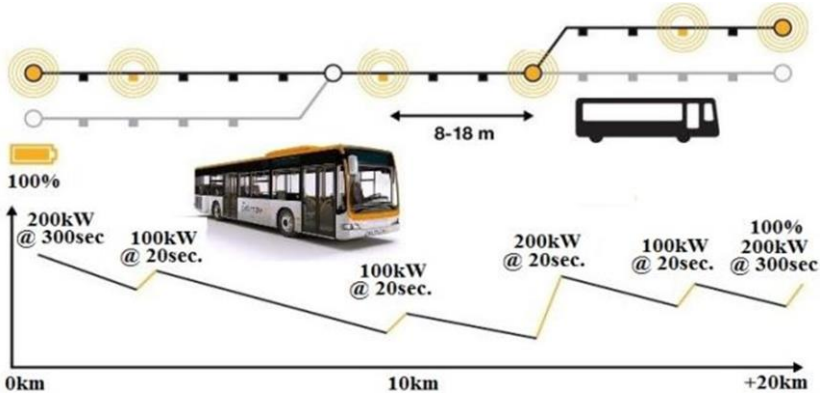
Фиг.1.15. *Електромагнитно предаване на енергия чрез съставен ВЧ трансформатор на компанията GM: а) - Magne-Charge адаптер; б) - EV-1 по време на зареждане.*

Безспорен съвременен лидер в безконтактните зарядни станции е компанията *Wampfler* (фиг.1.16). Тя притежава дългогодишен опит при внедряването на *ИБПЕ* за захранване на автономни и полуавтономни индустриални транспортни единици с три основни системи - *IPT Floor* , *IPT Rail и IPT Charge* [149].



Фиг.1.16. *Система за безконтактно зареждане на автобуси от градската транспортна мрежа Wampfler IPT Technology.*

Необходимо е да се отчетат и успехите на фирма *PRIMOVE*, част от концерна *BOMBARDIER*, чиято основна дейност е развитието на нови технологии, предимно в областта на *ЖП* транспорта. През 2011 г. *PRIMOVE* изгражда трасе за безконтактно захранване на автобуси, обслужващи нуждите на градския транспорт в град Ломел, североизточна Белгия (фиг.1.17). Инсталацията покрива трасе от *125* метра и по своите параметри може да се категоризира като система за динамично прехвърляне на енергия с висока номинална мощност (*Dynamic High Power Transfer*) - от *40* до *80* kW при разстояние между предавателя и приемника до *150÷200* mm [151].



Фиг.1.17. *Динамично захранване е електрическа енергия на автобуси от градската транспортна мрежа посредством ИБПЕ - PRIMOVE, Bombardier.*

Особено впечатление правят и множеството съвместни разработки на концерна *Bombardier* с автомобилни компании в областта на технологиите за *ИБПЕ* с приложение в домашни условия (заряд при престой в гаража). При липса на подвижни части, както и предварително зададени граници на аксиално разместване, се постига цялостен заряд в рамките на един час. Номиналната изходна мощност на зарядната станция е *15÷25* kW [151].

Друго водещо име в тази област е корейският концерн *OLEV Technologies* (*OLEV - OnLine Electric Vehicle*). През 2012 г. е демонстрирана инсталация с номинална мощност *100* kW при работна честота на преобразувателя *20* kHz и ефективност на прехвърляне *85* % [152]. Системата се използва за захранване на електрически автобуси. Развойният екип на компанията, основна част от който е съставена от учени от *KAIST*, разработва и технологични решения за "добавяне" на енергия към превозното средство по време на преминаване през участъци с голям наклон (т.нар. „динамичен заряд“).

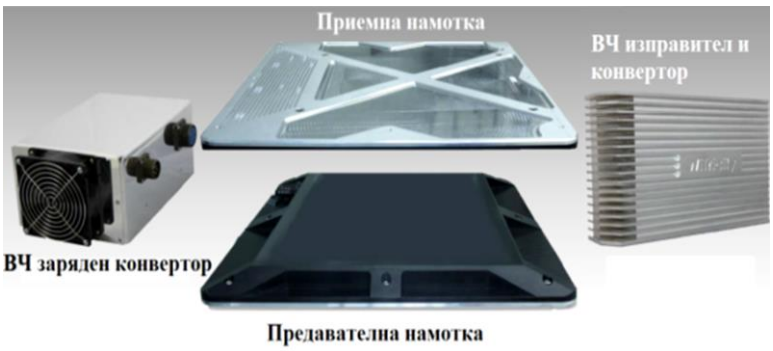
Впечатляващи са и успехите на *Nissan Motor Company* и *Siemens*, представени в табл.1.3. И двете фирми имат развойни програми, стартирани преди 2010 г. Търговското название, което *Siemens* използва в това направление е *SIVITEC*, а постигнатите мощностни показатели са до *10* kW [150, 154]. Концепциите, които компанията развива, са както в областта на статичен и динамичен режим на заряд, така и с подмяна на

цялата батерия (*battery swap*), с което се решават редица проблеми - цикличност на заряд, максимален непрекъснат пробег и т.н.

Nissan Motor Company разработва идентични варианти за захранване, подобно на направленията, в които работи *Siemens*. Основната разлика тук е способността за директно внедряване на тези захранващи системи към произведените от *Nissan* електромобили (например *Nissan Leaf*). Част от произвеждащите се безконтактни зарядни системи за *Nissan Leaf* са продукт на компанията *Plugless power* (табл.1.3), като разбира се решенията са частично пригодни и за други марки електромобили, предлагани на пазара (*Chevrolet, Tesla, Infiniti* и др.) [153]. Номиналната мощност на масово предлаганите от тях станции с *ИБПЕ*, е в диапазона до *5* kW при вертикално разстояние между двете намотки до *200* mm. Основното предназначение е зареждане в домашни условия (в гаража), както и по време на престой на паркомясто [161].

Значима роля в развитието на безконтактното прехвърляне на енергия има и фирмата *Witricity* [157]. Насоките за развитие са различни - от безкабелното зареждане на мобилни апарати и домакински уреди, през индустриални и автомобилни системи, до приложения във военната и медицинската област. В началото на 2015 г. стартират изпитания на разработената съвместно с *Toyota* зарядна станция с *ИБПЕ*, която автомобилният гигант смята да използва серийно при своите електромобили.

Комплектът *WiT-3300* (фиг.1.18) се предлага от компанията с възможност за инсталиране към различни електромобили. Работните разстояния между предавателната и приемната страни са в диапазона *100÷150* mm или *150÷200* mm. Зарядното устройство включва *ВЧ* заряден инвертор, двойка предавателна - приемна намотки и заряден преобразувател. Предвидени са алгоритми за разпознаване на чужди метални обекти в близост до *ИБПЕ*. Този вид защита сама по себе си е важен параметър, особено когато става дума за приложения в градска среда. Усъвършенстван вариант притежава компанията *Qualcomm Halo*, работеща съвместно със *Citroen*. В публикуваните от нея експериментални резултати се демонстрират софтуерни и хардуерни способи за детекция не само на разположението на обекта върху намотката, но и за определяне на неговия тип (метал, неметал и т.н.) [159].



Фиг.1.18. *Безконтактна захранваща система за електромобили - WiT – 3300.*

В основата на много от успехите при разработването на *ИБПЕ* за електромобили са Университетски екипи, полагащи теоретичните и технологични основи на крайния продукт и работещи върху различни методи за реализация и оптимизация. След извършения анализ на състоянието в табл.1.4, са изброени по-важните от тях. На първо място е колективът от Университета в Оукланд, Нова Зеландия, ръководен от професор Grant Covic [31-33]. Налице са разработки още от началото на *90*-те години, множество от тях успешно внедрени в индустрията. Проектирани и изследвани са едни от първите конструкции на *ИБПЕ* с разширен диапазон на хоризонтално разместване, чието основно приложение е зареждането на електромобили по време на движение. Към тази категория спадат изследванията върху мултифазни системи за *ИБПЕ*, методи за оптимизация на коефициента на магнитна връзка, резонансна компенсация и съгласуване, оптимизация на ефективността, проектиране и анализ на алгоритми за управление на различните типове високочестотни конвертори и др. [11, 14, 33, 38].

Табл.1.4.*Разработки на университетски колективи в областта на ИБПЕ за електромобили.*

Университет	**Изследвания, приложение, номинална мощност**	**Научни екипи**
The University of Auckland	Изследвания върху конструктивните особености на *ИБПЕ*, коеф. на магнитна връзка, видовете конвертори. Разработки в областта на индустриалните транспортни системи. Нива на прехвърляната мощност - от 10^1 до 10^4 W, при различни геометрични конфигурации и въздушни междини [31-33].	prof.Grant Covic, prof.John Boys
Massachusetts Institute of Technology	Изследвания върху технологичните решения за *ИБПЕ* на разстояние до *2* метра, при малки мощности ($10^1 \div 10^2$ W) и използване на резонансна магнитна връзка. Приложения за захранване на малки битови консуматори. Основополагаща роля за изграждането на компанията *WiTricity* [157]	prof.Marin Soljačić
The Korea Advanced Institute of Science and Technology - KAIST	Разработки на системи за зареждане на градски автобуси в движение. Изследвания за разпределението и ограничението на електромагнитните полета, методите за управление и синхронизация на отделните системи, оптимизиране на процесите на *ИБПЕ*. Прехвърляне на енергия (в лабораторни условия) при мощност на системата до *200* kW и разстояние *150÷200* mm. Реализация на проекта *KAIST Online Electric Vehicle* (*OLEV*)-*100* kW,*20* kHz, *85*% *КПД* [152]	Научен екип към KAIST
Nissan Motor Company	Аналитични и експериментални резултати в областта на приложение на *ИБПЕ* с малка мощност (*3 ÷ 6* kW) при зареждане на електромобила в домашни условия. Основните цели за оптимизация са свързани с подобряване на схемите за съгласуване между *ИБПЕ* и източника на високочестотна енергия [154].	Екип за развойна дейност към Nissan Motor Company

Друг университетски екип със сериозен принос за развитието на *ИБПЕ* и създаването на компанията *WiTricity* през 2007 г., е съставен от научни работници от Масачузетския Технологичен Институт, начело с проф. Marin Soljačić. Лично той има над *15* патента и *87* научни публикации в тази област. Изследвана е възможността за прехвърляне на енергия при използване на форма на тока през соленоидите с голяма стръмност на фронта (форма близка до правоъгълната). Експерименталните резултати показват значително подобрение на предавателната характеристика на системата, но технологичната реализация е приложима при мощности до *1* kW [139, 149].

Приносът на всяка фирма или колектив, работещ в областта на *ИБПЕ* за електромобли, най-точно се представя чрез защитените патенти. Най-голям брой патенти притежават *KAIST* (над *170* патента), *QUALCOMM, WiTricity*, Университетът в Оукланд и *Conductix Wampfler*. Както е показано на фиг.1.19, патентите са основно със седалище в САЩ, Южна Корея, Китай, Нова Зеландия и Германия.



Фиг.1.19. *Разпределение на патентите в областта на ИБПЕ за електромобили.*

1.5. Основни геометрични конфигурации на ИБПЕ

Поради голямото многообразие на конфигурациите на индустриалните *ИБПЕ*, електрическите им параметри трябва да бъдат адаптирани към всяко конкретно приложение. Всички *ИБПЕ* се състоят от следните *4* основни компонента: предавателна и приемна намотки и магнитопровод на предавателната и приемна части. В зависимост от положението и движението на тези части, съществуват три основни механични концепции за *ИБПЕ*.

Вариант 1. Подвижна приемна част и подвижна или частично движеща се предавателна част – конфигурацията е близка до тази на традиционния трансформатор, при който двете части се движат концентрично една спрямо друга. Това е най-доброто решение от гледна точка на еквивалентните електро-магнитните параметри на *ИБПЕ*, най-

важните от които са коефициент на магнитна връзка и *КПД*. Основните проблеми тук са по отношение на положението и траекторията на захранващия кабел на предавателната намотка при механичното и движение. Това решение е целесъобразно да се използва при приложения с ниска скорост на движение.

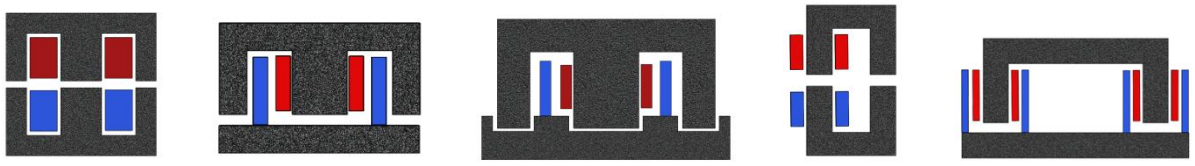
Вариант 2. Подвижна приемна част и неподвижна – предавателна. При този вариант предавателната част е значително по-дълга от приемната. Като следствие се получава голям разсеян магнитен поток, водещ до относително нисък фактор мощността и необходимост от прецизно компенсиране на параметрите на *ИБПЕ*. Този вариант е характерен за приложения с висока линейна или ъглова скорост.

Вариант 3. Подвижна приемна част, неподвижна предавателна част с превключване на активната зона. Това е решение, с което се намалява разсеяния магнитен поток, но се добавя допълнителна технологична сложност в сравнение с варианти *1* и *2*. Вариант *3* има най-добри електрически параметри при реализация на *ИБПЕ*, когато се изисква много дълга предавателна намотка (динамично зареждане на електромобили).

Общото за трите варианта е, че при прехвърлянето на електрическата енергия в приемната част, тя може да се движи и да има различна позиция спрямо предавателната част. Според траекторията на движение, промишлените *ИБПЕ* могат да бъдат разделени на две основни групи – с линейно и ротационно движение.

1.5.1. Линейни ИБПЕ

В съответствие с мощността и разстоянието между предавателната и приемна части, съществуват различни конфигурации на магнитната система на линейните *ИБПЕ* – фиг.1.20.



а) *б)* *в)* *г)* *д)*

Фиг.1.20. *Основни конфигурации на ИБПЕ: а) - предавателна и приемна части „Е”; б) - плоска предавателна част, приемна част „Е”; в) - предавателна част „инвертиран Е”, приемна част „Е”; г) - предавателна част „П”, приемна част „П”; д) - плоска предавателна част, приемана част „П”.*

1.5.1.1. ИБПЕ с предавателна и приемна части „Е”

Тази конструкция е аналогична на традиционните трансформатори с форма на магнитопровода „*Е*” и е представена на фиг.1.20а. Като предимство може да се посочи голямото пространство за разполагане на проводниците на намотките. Ако се използва медна лента или шина за

предавателната и/или приемна намотки, то целият ток ще тече във вътрешната долна повърхност на приемната намотка и горната вътрешна повърхност на предавателната намотка, поради ефекта на близост. Ако се използва литцендрат, се получава равномерна токова плътност във всичките му съставни проводници и наличие на достатъчно място за разполагане на намотките. Основният недостатък на представената конфигурация е, че има значителен разсеян магнитен поток, тъй като *Е*-образният магнитопровод обхваща цялата дължина на предавателната намотка и това, че двете намотки имат отделни магнитни вериги.

1.5.1.2. ИБПЕ с плосък предавателен и приемен „Е" магнитопроводи

Конфигурацията на магнитните вериги на предавателната и приемни страни на тази конструкция е представена на фиг.1.20б. Тя има две основни предимства в сравнение с конструкцията от фиг.1.20а. Първото е, че разсеяният магнитен поток по дължината на предавателната намотка, е значително по-малък, защото той се затваря през равния магнитопровод на тази намотка – „свободната" зона (зоната без приемна намотка над него). Второто е, че тази конфигурация е по-малко чувствителна към изменението на въздушната междина и осигурява по-добра ефективност при прехвърлянето на енергията при увеличаване на разстоянието между предавателната и приемна намотки, защото те са в една и съща магнитната верига. Недостатъците на тази конфигурация са, че има по-малък обем за разполагане на двете намотки и изискването за добро позициониране на приемната част в напречна посока.

1.5.1.3.ИБПЕ с предавателна част инвертиран „Е" и приемна част „Е"

Тази конфигурация на *ИБПЕ* (фиг.1.20в) е подобрение на варианта от фиг.1.20б с изключение, че полюсите на *Е*-образния магнитопровод, са "вкопани" в предавателния магнитопровод. В следствие на това, се увеличава площта на магнитна връзка и значително се редуцира намагнитващият ток. Друго предимство е, че се намалява чувствителността към изменението на въздушната междина във вертикална посока в сравнение с варианта от фиг.1.20б. Недостатъкът на тази конфигурация е, че има по-малък обем за разположение на намотките, особено ако съществува ограничение относно височината на приемната част на *ИБПЕ*.

1.5.1.4.ИБПЕ с „П" образни предавателна и приемна части

Конструкцията на *ИБПЕ* с „*П*" образни предавателна и приемна части е представена на фиг.1.20г. Тя има предимството, че е налице относително добро пространство за разположението на двете намотки. Ако се използва медна шина за предавателната и/или приемната намотки, токът ще тече по външната повърхност на шината към въздушната междина

поради ефекта на близост. Основният недостатък е, че тя има значителен разсеян поток, както в "свободната", така и в "активната" зони на *ИБПЕ*.

1.5.1.5. ИБПЕ с плосък предавателен и „П“ образен приемен магнитопроводи

Формата на магнитопроводите на тази конфигурация е представена на фиг.1.20д. Основното предимство е, че тя има най-малък разсеян магнитен поток, в сравнение с разгледаните до сега в т. 1.4.1.1 - 1.4.1.4. и най-малки активни загуби в проводниците на намотките. Друго предимство е, че е възможно паралелно или последователно свързване на предавателната и/или приемна намотки с цел съгласуване с *ВЧ* генератор или товара. Основният недостатък е, че пространството за разположение на намотките е ограничено и в съответствие с това, съществуват технологични проблеми при фиксирането и позиционирането им.

Разгледаните *ИБПЕ* (фиг.1.20) имат ясно изразена зависимост на електрическите им параметри от разстоянието между предавателната и приемна намотки. Стабилната работа на цялата система се определя от електромагнитната връзка между двете намотки, определяща за което е конфигурацията на магнитните вериги. Като критерий за оптимизация при дадено разстояние между намотките, могат да се използват минималните стойности на индуктивността на разсейване и намагнитващия ток. Поради някои особености в поведението на високочестотното магнитно поле, дължащи се на ефекта на близост, скин ефект, бобинен ефект [ ], е необходимо да се направи компромис между стойността на намагнитващия ток и индуктивността на разсейване. Например, токът на намагнитване може да се намали при използване на варианта, представен на фиг.1.20в и да се търси схемно решение за компенсиране индуктивността на разсейване.

1.5.2. ИБПЕ с ротационно движение

В редица иновативни технологии, важна роля играе прехвърлянето на електрическа енергия към бързо въртящи се обекти. Пример в това отношение са механичните обработки, при които се съчетава ротационно движение със скорост до *100 000* об./мин. с аксиално отклонение с амплитуда *10 – 20* μм, генерирано от ултразвукова система. Принципът на тази технология е известен от доста време, но нейното индустриално приложение е основно от 2003 г. за прецизна обработка на детайли със сложна форма и твърдост, което е невъзможно с другите традиционни технологии, използващи само един вид движение на обработващия инструмент (най-често въртеливо).

Механичната обработка чрез общо въртеливо и аксиално ултазвуково пробиване, фрезоване и шлайфане намират приложение в

оптичната и часовникарска индустрия, автомобилостроенето, самолетостроенето, космонавтика, за изработване на матрици и др. Характерна черта на тези технологии е, че позволяват обработката на материали с голяма твърдост и крехкост, като например керамика, стъкло, силиций, *Si3N4, SiC*, корунд, въглеродни и стъклени полимери, *Inconel 718, Rene 41*, закалени стомани, волфрам, *β/γ*-титан, молибден и техните сплави.

Като предимства на обработката с въртеливо и аксиално ултразвуковото движение са увеличена производителност, намаляване на силите на натиск при обработка до *40%*, много добра гладкост на повърхността *Ra<0,1*μm, висока точност – по-малка от *10*μm, възможност за обработка на стени с дебелина по-малка от *0.5* mm, увеличено време за използване на обработващите инструменти и др. За да се достигнат посочените предимства, е необходимо да се решат редица проблеми, свързани с модула за *ИБПЕ*, захранващ ултразвуковия излъчвател. Те могат да се разделят на **механични и електрически.**

Механичните проблеми имат връзка с проектирането на формата и геометричните размери на *ИБПЕ*, които трябва да бъдат съобразени с конфигурацията на обработващия инструмент. В много случаи мястото е доста ограничено и неподходящо за вграждането на предавателната и приемна част. От друга страна, при обороти на инструмента по-големи от *20000* об./мин., се получават значителни центробежни сили, пропорционални на диаметъра и е необходимо да се отчетат при проектирането на *ИБПЕ* и механичната му конструкция.

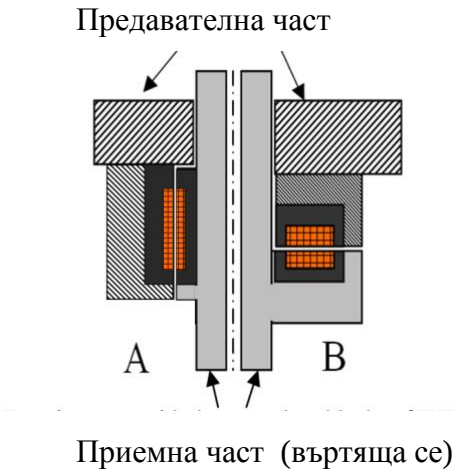
Проблеми възникват и при синтезиране конфигурацията на магнитопровода, защото предлаганите от фирмите стандартни форми на ферити не съответстват на условията за изграждане на ротационни *ИБПЕ*. Това налага използването на съставни магнитопроводи и съответно, проблеми при изработването на механичната система.

Електрическите проблеми са свързани основно с геометричната конфигурация на магнитните вериги на предавателната и приемна части, които трябва да съответстват по форма на механичната конструкция от една страна и от друга, да осигурят добър коефициент на магнитна връзка, с цел получаване на максимален *КПД*. Тук може да се прибави и съгласуването на *ИБПЕ* с източника на високочестотна енергия и ултразвуковия излъчвател (*US transducer*). Идеалният случай е, когато *ИБПЕ* е прозрачен за високата честота и генераторът "вижда" директно товара.

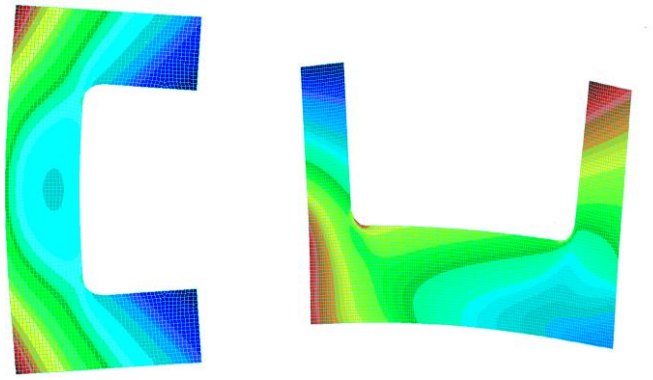
Става ясно, че електрическите и механични характеристики на *ИБПЕ* с ротационно движение, представляват комплексна система с редица важни параметри и ограничения. За удовлетворяването на всички е необходимо да се извърши проектиране, съчетано с многоцелева

оптимизация. Поради тази многопосочност и специфичност на техническите проблеми в литературата няма пълни методики за проектиране на този вид *ИБПЕ*.

На фиг.1.21 са представени две от възможните конфигурации на ротационен *ИБПЕ* - с аксиално и радиално позициониране на намотките. Те се характеризират с малка и стабилна въздушна междина и капацитивна реакция на товара – пиезоелектричния преобразувател. Обикновено работната честота е в диапазона *20-30* kHz и се избира много прецизно за да съответства на стръмната резонансна характеристика на ултразвуковия излъчвател.



Фиг.1.21. *Ротационен ИБПЕ: А - аксиален; В - радиален.*



Фиг. 1.22. *Разпределение на силите на деформация и опън в приемната част на аксиален (вляво) и радиален (вдясно) ротационен ИБПЕ.*

Специално внимание трябва да се обърне на значителните центробежни сили в компонентите на приемната част (намотки и магнитопровод), причинени от голямата скорост на въртене - фиг.1.22. Във варианта *А* силите са най-вече на опън, докато при *В*, те са на натиск. Отчитайки слабите механични характеристики на магнитните материали, в случая става задължително използването на допълнителна механична конструкция, в която да се разположи *ИБПЕ*.

1.6.Параметри на намотките и магнитната верига на ИБПЕ

1.6.1. Параметри на намотките и материали за изработка

При линейните *ИБПЕ* предавателната намотка обхваща цялата дължина на устройството и не трябва да пречи на движението на приемната част. Приемната намотка е разположена около приемния магнитопровод и има изводи за свързване с товара. Конфигурацията на предавателната намотка зависи от избора на основната концепция на устройството и вида на магнитната верига. За вариант *1* (подвижна приемна част и подвижна или частично движеща се предавателна част) дължината и условията на работа на предавателната и приемна части са почти едни и същи. Следователно, изискванията към двете намотки са доста сходни и те могат да имат еднаква конфигурация. Основната разлика е в механичната якост, зоните на електрически връзки, вида на материал за намотката (шина или литцендрат) и броя навивки.

Намотките от медна шина са по - благоприятни за този вариант, поради добрата механична якост (без поддържаща механична конструкция), но в този случай е необходимо да се прецизират специфичните им активни загуби за конкретната работна честота.

За вариант *2* (стационарна предавателна и движеща се приемна части), предавателната намотка е значително по-дълга от приемната. Ако двете намотки са от един и същ тип, загубите в предавателната са значително по-високи, отколкото в приемната намотка. Също така, „свободната“ зона добавя значителна допълнителна индуктивност към цялата системата. Следователно, основният акцент при проектирането на намотката трябва да е върху минимизиране на загубите (особено в предавателната намотка) и намаляване потока на разсейване.

Активните загуби в предавателната намотка значително ще се намалят при използването на литцендрат в сравнение с медна шина. Ако се използват паралелни литцендратни проводници, те трябва да имат една и съща дължина, за да се получи едно и също токово натоварване. При някои конструкции и при по-голямо сечение това трудно се постига. В тези случаи се прилага запаралелване на проводниците след съответното съгласуване с кондензатори за изравняване на импедансите им.

Дължината на контактните зони е доста по-малка от общата дължина на намотката, те са паралелно свързани и допълнителните загуби, дължащи се на запояването, са значително по-малки в сравнение със загубите в активната част на намотката. Въпреки това, литцендратните проводници изискват механично фиксиране и при еднакви размери имат по-висока собствена индуктивност, отколкото медната шина. Следователно, за тази конструкция на *ИБПЕ* е необходимо да се анализират основните електрически и конструктивни параметри на устройството, преди избора на материал и размери за предавателната намотка.

При приемните намотки, дължината на контактната зона е сравнима с общата й дължина. Ако се използва литцендрат, загубите в зоната на запояване ще са съизмерими с тези на активната част на намотката. Ето защо, в този случай медната шина е логичен избор за материал на приемната намотка. Липсата на запояване в контактните зони допълнително редуцира активните загуби.

При *ИБПЕ* с ротационно движение за материал на намотките се използва литцендрат, съответстващ на работна честота. Медната шина създава технологични трудности при изработката им, изолацията между отделните слоеве и формирането на изводите.

1.6.2. Материал за магнитните вериги на ИБПЕ

Разсъжденията при избора на материал за магнитните вериги са аналогични на тези при проектирането на намотките. В основна степен те зависят от избраната концепция на устройството. Магнитната верига на *ИБПЕ* също може да бъде разделена на две отделни части, въпреки че разликата тук не е толкова ясно изразена. За някои от основните варианти (например равна предавателна част, приемна част „*Е*”; предавателна част „инвертиран *Е*”, приемна част „*Е*”; равна предавателна част, приемна част „*П*”), предавателната намотка е обхваната от приемната магнитна верига, която има много силно влияние върху електрическите параметри в "активна зона" на предавателната верига.

За вариант *1* (движещи се предавателна и приемна намотки) дължината на магнитопровода на предавателната и приемна части са почти едни и същи. С изключение на „инвертирана *Е*-образна форма към *Е*-образна форма“, съществува голямо разнообразие от типоразмери ферити за конструиране на магнитните вериги от една или няколко стандартни форми. За високите честоти феритите имат по-голяма магнитна проницаемост (при полета със слаба напрегнатост), по-ниски загуби и при малки размери са по-евтини от магнито-диелектричните материали (*МДМ*) [166]. Следователно, те са логичен избор за магнитен материал за двете части на *ИБПЕ*.

За предавателна част на „инвертиран *Е*“, приемна част „*Е*” е проблем намирането на пазара на „инвертирани *Е*“ феритни сърцевини. Ето защо, за магнитопровода на приемната магнитна верига (*Е*-образна) е естествено да се избере ферит, но по отношение на магнитопровода на предавателната верига, е целесъобразно да се избере *МДМ*, който лесно се обработва и може да придобие желаната форма и размери. По-малката магнитна проницаемост на *МДМ* няма да окаже отрицателно въздействие върху електромагнитните параметри на *ИБПЕ*, защото размерът на въздушната междина има определящо значение върху еквивалентното магнитно съпротивление.

За втория вариант (стационарна предавателна, движеща се приемна части), предавателната част е значително по-дълга от приемната. Технически целесъобразно е за приемната магнитна верига да се използва ферит с подходяща форма. Магнитопроводът на предавателната част е със значително по-голяма дължина и в случай на използване на ферит, ще е необходим голям брой и различни типоразмери, а в някои случаи може да се наложи и допълнителна обработка – рязане, шлайфане и др. Следователно, *МДМ*, който лесно се обработва, остава предпочитан материал за тази конфигурация на *ИБПЕ*. Друго предимство от използването на *МДМ* и по-специално от ниската му магнитна проницаемост, е че се намалява разсеяната индуктивност в „свободната“ зона. *МДМ* с много добри магнитни свойства и механична обработваемост се предлагат от американската компания *Fluxtrol Inc*. [166].

ИБПЕ с ротационно движение имат специална форма на магнитопроводите. Проучването показва, че на пазара не се предлагат подобни ферити, а производството на единични бройки е доста скъпо. Най-добрият вариант за магнитопровод на този тип *ИБПЕ* са *МДМ*.

Табл.1.5. *Електромагнитни параметри на материалите за магнитопровод на РБПЕ.*

Материал	Магнитна проницае-мост	Специ-фично ел. съпро-тивление Ω.cm	Диелек-трична якост Vrms/mm (300kHz)	Възможност за произволна форма и размери	Точка на Кюри ^{0}C	Термично съпротив-ление W/cm^2
Mn-Zn Ferrite	750-15000	Ниско 10-1000	Ниска	Стандартни конфигурации	100-300	0.03
Ni-Zn Ferrites	10-2000	Високо	Висока	Стандартни конфигурации	150-450	0.03
Fer. 559	18-20	Високо >15000	Средна $\leq$100	Всяка форма, след обработка	>300	0.04
Fer.119	7	Много високо	> 300 Vrms/mm	Всяка форма, след обработка	>300	0.02
Fluxtrol 50	50	Ниско	< 100 Vrms/mm	Всяка форма, след обработка	>300	0.05
Fluxtrol HF	5	Много високо	>> 300 Vrms/mm	Всяка форма, след обработка	>300	TBD

В табл.1.5 е представено сравнение на най-често използваните материали за изработване на магнитопроводите на линейните и ротационните *ИБПЕ*. Изводът, който може да се направи е, че МДМ имат отстъпват по електромагнитни параметри на феритите, но притежават съществено предимство, относно лесна обработка и възможност за получаване на необходимата форма на магнитопровода.Това предопределя тяхното предпочитано използване в практиката на сегашния етап.

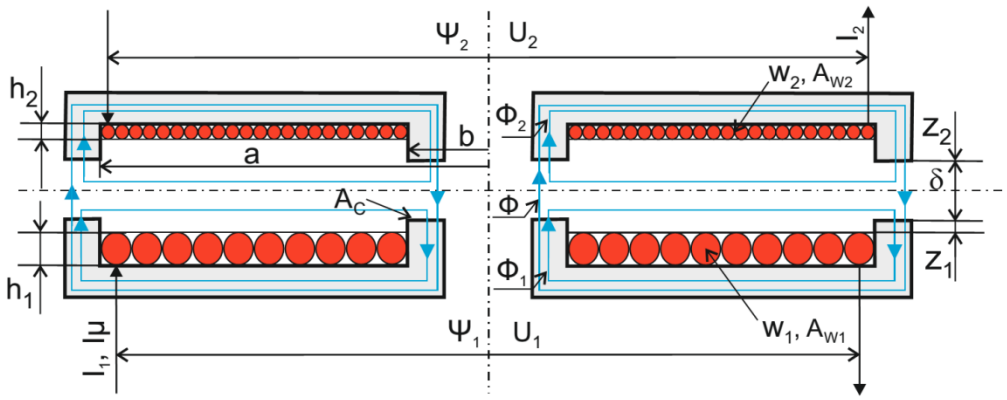
ГЛАВА 2

АНАЛИЗ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТЕ ПРОЦЕСИ В ИНДУКТИВИТЕ БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ

2.1. Основни електромагнитни съотношения

Важен аспект при анализа на *ИБПЕ* са оптимизирането на размерите на предавателната и приемна части и въздушната междина между тях. Докато разстоянието между намотките се дефинира от конкретното приложение, то геометричните им размери подлежат на оптимизиране и оказват голямо влияние върху конфигурацията на еквивалентната схема и стойностите на съставящите я индуктивности.

На фиг.2.1 е представена магнитната верига на предавателната и приемна част на *ИБПЕ*. Магнитният поток се състои от главен поток Φ, който се затваря през навивките на намотките w_1 и w_2 и магнитен поток Φ_1, обхващащ само излъчващата намотка w_1. Обикновено, материалът на магнитопровода има магнитна проницаемост $\mu>1000$, така че като цяло, магнитното му съпротивление е много по-малко от магнитното съпротивление на въздушната междина. В еквивалентната магнитна верига те са свързани последователно и може да се каже, че магнитното съпротивление на въздушната междина е определящо за електрическите параметри на *ИБПЕ*.



Фиг.2.1. *Индуктивен безконтактен предавател на енергия - предавателна (индекс 1) и приемна (индекс 2) части.*

Основният магнитен поток при празен ход се индуцира от намагнитващия ток $I\mu$ и се определя с израза:

$$\Phi = \mu_0 . w_1 . I_\mu . \left[A_c . \frac{1+p}{2.\delta} \right] \qquad (2.1)$$

Част от магнитния поток преминава извън напречното сечение на въздушната междина, дефинирано от напречното сечение на магнитопровода A_C. Следователно, ефективното сечение на въздушната междина Ag е по-голямо от напречното сечение на магнитопровода A_C, т.е. $Ag=(1+p).A_C$. Това означава, че размерът на еквивалентната въздушната междина δ_e е по-малък от действителното разстояние между предавателната и приемната част δ. Връзката между тях се дава с израза $\delta_e = \delta/(1+p)$, където $p>0$. В съответствие с формата на магнитопровода, точната стойност на коефициента p може да се определи чрез компютърен анализ на дадената магнитна верига или да се използва емпирична зависимост [3, 17, 19, 37]. Например за тороидални ядра $p \approx 0{,}5$.

Пълните магнитни потоци Ψ_1 и Ψ_2 ($\Psi = w.\Phi$) на намотките на *ИБПЕ*, в съответствие с фиг.2.1, се представят със следните изрази:

$$\Psi_1 = w_1.\Phi + \int_0^{w_1} \Phi_1(i_1, w).dw \qquad (2.2)$$

$$\Psi_2 = w_2.\Phi + \int_0^{w_2} \Phi_2(i_2, w).dw \qquad (2.3)$$

След преобразуване на (2.2) и (2.3) и отчитане на фиг.2.1 и

$$\Phi = g_C.(w_1.i_1 - w_2.i_2) \quad , \qquad (2.4)$$

изразите за пълните магнитни потоци са от вида:

$$\Psi_1 = w_1.g_C.(w_1.i_1 - w_2.i_2) + w_1^2.g_{C1}.i_1 \qquad (2.5)$$

$$\Psi_2 = w_2.g_C.(w_1.i_1 - w_2.i_2) + w_2^2.g_{C2}.i_2 \qquad (2.6)$$

В (2.5) и (2.6) g_C, g_{C1} и g_{C2} са съответно магнитните проводимости на цялата, на предавателната и приемната магнитни вериги. За магнитната проводимост на магнитопровода, която определя основният магнитен поток Φ, с отчитане на (2.5) и (2.6), е валиден изразът:

$$g_c = \mu_0.A_c.(1+p)/(2.\delta) \ . \qquad (2.7)$$

Напрежението, приложено върху предавателната намотка на празен ход U_1, може да се изрази чрез магнитния поток на пълния брой навивки - Ψ_1 и респективно намагнитващия ток $I\mu$.

$$u_1(t) = -d\,\Psi_1(t)/d(t) \qquad (2.8)$$

$$U_1 = j.\omega.\,\Psi_1(I_\mu) \quad , \qquad (2.9)$$

където изразът за Ψ_1 , отчитайки геометричните размери от фиг.2.1 (в mm), е от вида

$$\Psi_1 = I_\mu . w_1^2 . [g_c + 2.\pi.\mu_0.(\frac{h_1}{3} + z_1 + \frac{\delta}{4})/ln\frac{a}{b}] \quad . \tag{2.10}$$

Намагнитващият ток на *ИБПЕ* се определя с израза:

$$I_\mu = \Psi_1 . \left(R_C + R_g\right)/w_1 \quad . \tag{2.11}$$

В (2.11) $R_C = \frac{l_C}{\mu A_C}$ и $R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_g}$ са магнитното съпротивление на магнитопровода и въздушната междина, l_c и l_g - дължина на магнитна верига на магнитопровода и въздушната междина, A_c, A_g - напречно сечение на активната част на магнитопровода и въздушната междина, μ и μ_0 – магнитна проницаемост, съответно на магнитопровода и въздушната междина.

Индуцираното от намагнитващия ток $I\mu$ напрежение във вторичната намотка е равно на:

$$U_2 = j.\omega.w_1.w_2.\mu_0.I_\mu.A_c.(1+p)/2.\delta \tag{2.12}$$

Взаимната индуктивност е най-съществения показател за магнитната връзката между приемната и предавателна намотки и нейната физическа същност се дефинира с израза:

$$M = \oint_{A_C} \frac{\Phi.(I_1)}{I_1} d\mathrm{A}_C = \frac{1}{i_1}\sum_1^{w_2} \Phi(i_1, w) = \frac{1}{i_2}\sum_1^{w_1} \Phi(i_2, w) = k\sqrt{L_1.L_2} = g_c.w_1.w_2 \tag{2.13}$$

Индуктивностите на празен ход на първичната и вторична намотки L_1 и L_2 се определят с изразите:

$$L_1 = \frac{1}{i_1}\sum_1^{w_1} \Phi(i_1, w) \tag{2.14}$$

$$L_2 = \frac{1}{i_{12}}\sum_1^{w_2} \Phi(i_2, w) \quad . \tag{2.15}$$

При *ИБПЕ* магнитната енергия се концентрира основно във въздушната междина между предавателната и приемна части, тъй като тя има по-голямо магнитно съпротивление от съответните магнитопроводи. Съгласно уравненията на Максуел енергията, концентрирана в обем *V*, е равна на

$$E = \frac{1}{2}\int_V B.HdV = \frac{1}{2}\int_V \mu_a.H^2 dV \quad , \tag{2.16}$$

където B и H са магнитна индукция и напрегнатост на магнитното поле в обема V. За разпределението на енергията в магнитопровода (индекс „c“) и въздушната междина (индекс „$к$“) може да се запише

$$E = \frac{1}{2}\int_{V_G} \mu_0 . H_g^2 dV_g = \frac{1}{2}\int_{V_C} \mu_{aC} . H_C^2 dV_C \qquad (2.17)$$

Обемът на магнитопровода и въздушната междина са равни на

$$V_C = A_C . l_C \qquad V_g = A_g . \delta \qquad (2.18)$$

Енергията в индуктивностите се определя от протичащия ток

$$E = \frac{1}{2} . L . I^2 \qquad (2.19)$$

За напрегнатостта на полето и магнитния поток на съответната намотка, използвайки (2.1), са валидни изразите:

$$H = \frac{\Phi}{A.\mu_A} \quad , \quad \Phi = \frac{N_1 . I_1}{R_C + R_g} \quad , \qquad (2.20)$$

където μ_A - абсолютната магнитна проницаемост на магнитопровода.

Чрез израза (2.20) се определя напрегнатостта на магнитното поле в магнитопровода и въздушната междина

$$H_g = \frac{\Phi}{\mu_0 . A_g} = \frac{N_1 . I_1}{\mu_0 . A_g}\left(\frac{\mathrm{I}_C}{A_C . \mu_A} + \frac{\mathrm{I}_g}{A_g . \mu_0}\right)^{-1} \qquad (2.21)$$

$$H_C = \frac{\Phi}{\mu_A . A_C} = \frac{N_1 . I_1}{\mu_A . A_C}\left(\frac{\mathrm{I}_C}{A_C . \mu_A} + \frac{\mathrm{I}_g}{A_g . \mu_0}\right)^{-1} \qquad (2.22)$$

Индуктивността L_M на първичната страна на *ИБПЕ*, включваща индуктивността на разсейване и взаимната индуктивност, се определя чрез заместване на (2.17), (2.21) и (2.22) в (2.19).

$$L_M = w_1^2 \left(R_C + R_g\right)^{-1} \qquad (2.23)$$

Стойността на L_M дефинира намагнитващия ток (тока на празен ход) и както се вижда от (2.23), тя зависи от броя навивки и физическите параметри на *ИБПЕ*, които подлежат на оптимизация при проектирането.

Изразът (2.23) може да се използва и за определяне на индуктивностите на разсейване на двете намотки

$$L_1 = w_1^2 . R_{P1} \qquad L_2 = w_2^2 . R_{P2} \quad . \qquad (2.24)$$

При определянето на магнитните съпротивления R_{P1} и R_{P2}, където се затварят потоците на разсейване на двете намотки, съществуват известни проблеми, свързани с аналитичното представяне на тези области. Те са свързани с конструктивните особености на магнитопровода на *ИБПЕ*. С цел подобряване на коефициента на връзка се използват феритни сърцевини, които не винаги са симетрично разположени и създават различни магнитни съпротивления в трите направления (*x*,*y*,*z*) на магнитното поле. Корпусът, в който са изградени самите намотки, е с двойно предназначение: механична конструкция от една страна и електромагнитен екран, от друга. Той участва в магнитната верига и също влияе на нейните параметри. Третата особеност е свързана с разместването в хоризонтално и вертикално направление на предавателната и приемна намотки една спрямо друга. По този начин еквивалентната верига в отделните сектори има различни параметри.

От тук могат да се приложат два подхода. **Първият** е разделяне на сложната магнитна верига (*най - често изградена от множество паралелни клонове*) и приблизително определяне на стойностите на магнитните потоци поотделно. За целта се използват или сложни интегрални изрази, или се правят допускания, които се отразяват на точността на анализа. Недостатък тук е, че всяка конфигурация изисква конкретен метод за решаване, т.е. липса на универсалност при математичното симулиране.

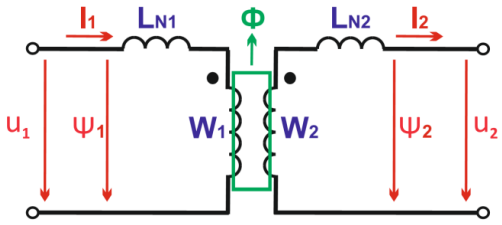
Вторият подход се свежда до прилагането на компютърно базиран метод (*програмен продукт за електромагнитен анализ*), при който триизмерен геометричен модел на магнитната система се подлага на анализ при зададени параметри на материалите, работна честота, стойности на токовете и напреженията и т.н. Предимството на този подход е възможността за "*разгъване*" на броя итерации за множество геометрични конфигурации. Съществуват много програмни продукти и алгоритми, чрез които може да се реализира този анализ [19, 44, 70, 88, 103, 109, 140, 148, 166].

2.2. Еквивалентни схеми на ИБПЕ

При анализа на *ИБПЕ* се използват еквивалентни заместващи схеми. Те имат различна структура и параметри в зависимост от приложението и подхода при тяхното съставяне.

На фиг.2.2 е представена еквивалентна схема, отчитаща основния магнитен поток *Ф*. Разликата между магнитодвижещата сила на първичната и вторичната намотки ($w_1.i_1$ - $w_2.i_2$), е следствие от действието на общия магнитен поток *Ф* върху магнитна проводимост на магнитните вериги на предавателната и приемна части - g_C. При идеален

трансформатор $g_C \to \infty$ и магнитодвижещите сили на предавателната и приемна намотки са равни.

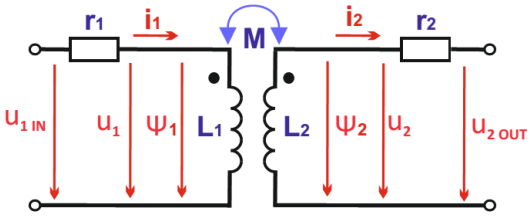


Фиг.2.2. *Еквивалентна схема на ИБПЕ, отчитаща основния магнитен поток.*

Свързаните магнитни потоци Ψ_1 и Ψ_2 могат да се изразят и чрез еквивалентната схема представена на фиг.2.3 , а именно

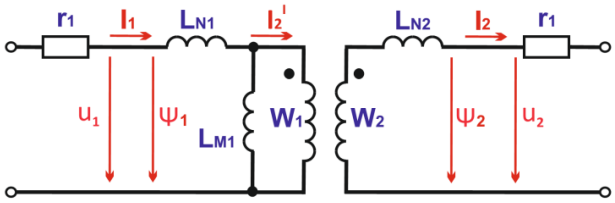
$$\Psi_1 = L_1.i_1 - M.i_2 \tag{2.25}$$

$$\Psi_2 = M.i_1 - L_2.i_2 \tag{2.26}$$



Фиг.2.3. *Обща еквивалентна схема на ИБПЕ.*

Електромагнитните свойства на еквивалентната схемата ще се запазят и ще се генерират същите магнитни потоци – основен Φ и свързани Ψ_1 и Ψ_2, ако в еквивалентната схема на *ИБПЕ* се добави идеален трансформатор с коефициент на трансформация $n=w_1/w_2$. Общата еквивалентна схема, която е възприета за анализ на *ИБПЕ*, е представена на фиг.2.4.



Фиг.2.4. *Обща еквивалентна схема, използвана при анализа на ИБПЕ.*

Отчитайки наличието на идеалния трансформатор ($n=w_1/w_2$), (2.5) и (2.6), съотношенията за свързаните потоци Ψ_1 и Ψ_2 придобиват вида

$$\Psi_1 = w_1^2.(g_C + g_{C1}).i_1 - w_1.w_2.g_C.i_2 = w_1^2.g_C.\left(i_1 - \frac{i_2}{n}\right) + w_1^2.g_{C1}.i_1 =$$
$$= (L_{N1} + L_{M1}).i_1 - \frac{L_{M1}}{n}.i_2 \quad (2.27)$$

$$\Psi_2 = w_1.w_2.g_C.i_1 - w_2^2.(g_C + g_{C2}).i_2 = w_1^2.g_C.\left(i_1 - \frac{i_2}{n}\right).\frac{1}{n} - w_2^2.g_{C2}.i_2 =$$
$$= \frac{L_{M1}}{n}.i_1 - (L_{N2} + \frac{L_{M1}}{n^2}).i_2 \quad (2.28)$$

Изразите (2.25) - (2.28) представят магнитните потоци Ψ_1 и Ψ_2, при предаването на енергия от две идентични еквивалентни схеми фиг.2.3 и фиг.2.4. Връзката между тях се дава чрез следните обобщени параметри,

$$L_{N1} = \frac{w_1.\Psi_1}{i_1} = L_1 - M.n\ ,\ L_{N2} = \frac{w_2.\Psi_2}{i_2} = L_2 - \frac{M}{n}\ ,\ L_{M1} = M.n\ ,\ L_{M2} = M/n\ , \quad (2.29)$$

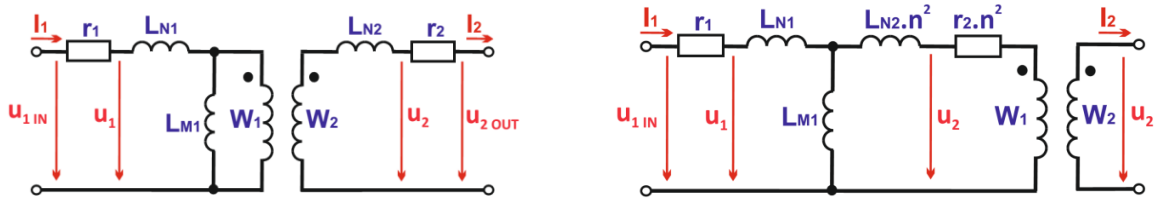
където L_{M1} и L_{M2} са намагнитващите индуктивности, отнесени към първичната и вторична части на *ИБПЕ*.

Уравнения (2.27) и (2.28) съдържат допълнително коефициента на трансформация n, който може да бъде избран в съответствие със съотношението на броя на първичните и вторични навивки и така се получава съответна комбинация от три индуктивности - L_{N1}, L_{N2}, L_{M1}. Може да се обобщи, че основните параметри на еквивалентна схема на *ИБПЕ* са n, L_{N1}, L_{N2}, L_{M1}.

В двете двойки уравнения (2.25), (2.26) и (2.27), (2.28), Ψ_1 и Ψ_2 са линейни функции на токове i_1 и i_2 през предавателната и приемна намотки. В уравненията (2.25), (2.26), съответстващи на фиг.2.3, има само три параметъра L_1, L_2 и M, участващи като коефициенти на токове i_1 и i_2. В този случай е възможно чрез вариация на параметрите от еквивалентната схема от фиг.2.3, да се намери неограничен брой комбинации от четири параметъра L_{N1}, L_{N2}, L_{M1}, n_X, които да отговарят на уравненията за свързаните потоци Ψ_1 и Ψ_2 (2.27) и (2.28). Тъй като в (2.27) и (2.28) участват четирите параметъра L_{N1}, L_{N2}, L_{M1} и $n = w_1/w_2$, от еквивалентната схема на фиг.2.4, то всяка друга комбинация от тези параметри ще удовлетворява същите входно-изходни характеристики на *ИБПЕ* само в случай, че коефициентът на трансформация $n = w_1/w_2$ е избран със стойност n_X, т.е. n_X да е различен от n.

2.3. Електромагнитен анализ на ИБПЕ

На фиг.2.5 и фиг.2.6 са представени два варианта на използваната еквивалентна схема за анализ на *ИБПЕ*. Ако активните загуби се пренебрегнат ($r_1 = r_2 \approx 0$) то реалният ($u_{1IN} / u_{2OUT} \approx n_p$) и физическият ($n \approx w_1 / w_2$) коефициенти на трансформация ще имат близки стойности.



а) *б)*

Фиг.2.5. *„Т“ образна заместваща схема на ИБПЕ*

Заместващата схема от фиг.2.5 съдържа три еквивалентни индуктивности, за които са валидни изразите

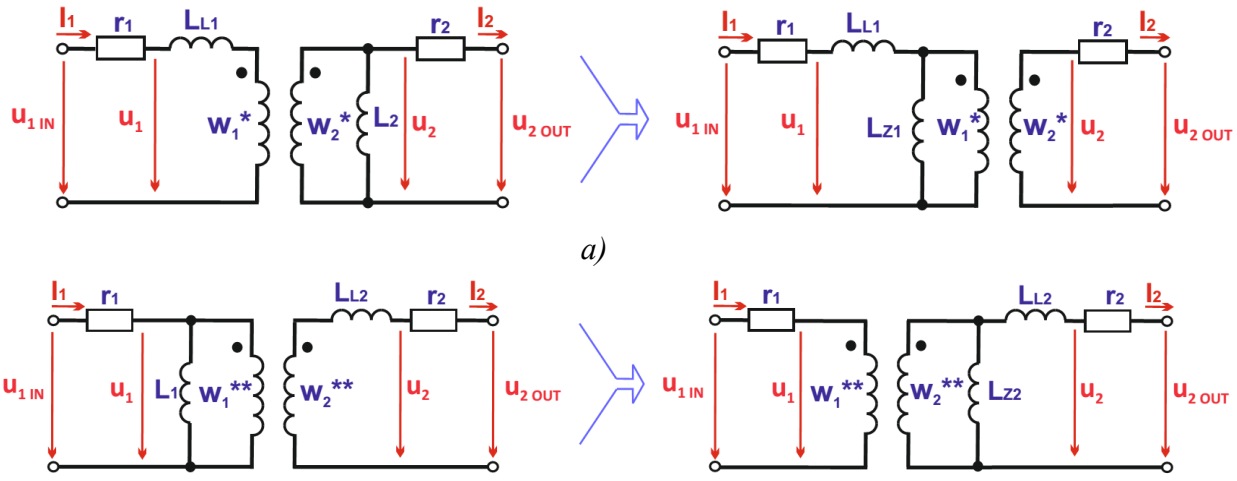
$$L_{N1} = L_1 - M.n \tag{2.30}$$

$$L_{M1} = M.n \tag{2.31}$$

$$L_{N2} = L_2 - M/n \tag{2.32}$$

$$n = w_1/w_2 \tag{2.33}$$

Анализът и съставянето на преходните и честотните характеристики става много по-лесно, ако индуктивностите на разсейване L_{N1} или L_{N2}, разположени във веригата на първичния и вторичния ток на намотките в общата еквивалентна схема, се обединят. Варианти на еквивалентни схеми на *ИБПЕ* с две индуктивности, в съответствие с мястото им на свързване, са представени на фиг.2.6а и фиг.2.6б.



а)

б)

Фиг. 2.6. *Заместващи схеми на ИБПЕ с две индуктивности.*

Преминаването от еквивалентна схема с три индуктивности към схема с две индуктивности не означава, че една от индуктивностите се

игнорира. В този случай, схемата с две индуктивности има същите входно-изходни характеристики. При нея други стойности имат коефициентът на трансформация n_X на идеалния трансформатор, индуктивностите L_{Z1} или L_{Z2}, свързани паралелно към идеалния трансформатор и на трето място - стойността на L_{L1} или L_{L2}, които представляват общата индуктивност на разсейване във веригата на токовете i_1 или i_2.

Еквивалентните индуктивности от фиг.2.6а, приведени към първичната страна на *ИБПЕ*, се изчисляват с изразите:

$$L_{L1} = L_1 - M^2/L_2 = L_1(1 - k^2) \tag{2.34}$$

$$L_{Z1} = M^2/L_2 = k^2.L_1 \tag{2.35}$$

$$n_X = w_1^*/w_2^* \tag{2.36}$$

$$\frac{w_1^*}{w_2^*} = M/L_2 = k\sqrt{L_1/L_2} = k\frac{w_1}{w_2}\sqrt{\frac{g_{C1}}{g_{C2}}} \tag{2.37}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1.L_2}} = \frac{g_C}{\sqrt{g_{C1}.g_{C2}}} \tag{2.38}$$

В някои случаи на приложение на *ИБПЕ* е целесъобразно еквивалентните индуктивности да са разположени на приемната страна – фиг.2.6б (дуална схема по отношение на разположението на индуктивностите), като за този вариант са валидни следните изрази

$$L_{L2} = L_2 - M^2/L_1 = L_2(1 - k^2) \tag{2.39}$$

$$L_{Z2} = M^2/L_1 = k^2.L_2 \tag{2.40}$$

$$n_X = w_1^{**}/w_2^{**} \tag{2.41}$$

$$\frac{w_1^{**}}{w_2^{**}} = L_1/M = \sqrt{L_1/L_2}/k = \frac{1}{k}\frac{w_1}{w_2}\sqrt{\frac{g_{C1}}{g_{C2}}} \tag{2.42}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1.L_2}} = \frac{g_C}{\sqrt{g_{C1}.g_{C2}}} \tag{2.43}$$

Представените заместващи схеми на *ИБПЕ* на фиг.2.5 и фиг.2.6 имат идентични входно-изходни характеристики от гледна точка на предаването на енергията. Преминаването към схема с две индуктивности става с избор на един основен параметър, който да присъства в схемите L_1 или L_2, а останалите L_{L1} (L_{L2}), L_{Z1} (L_{Z2}), n_X се изчисляват. Тъй като еквивалентните

схеми от фиг.2.6 имат по една индуктивност, свързана последователно на протичащия ток и една - паралелна към приложеното напрежение, изчислението на съгласуващите вериги и честотните характеристики са по-прости, в сравнение с еквивалентните схеми от фиг.2.5, съставени от смесено свързване на три индуктивности. Ето защо, при анализа на *ИБПЕ* с променливи въздушни междини и коефициент на трансформация, технически целесъобразно е да се работи с еквивалентни схеми, имащи две индуктивности.

В тази връзка анализът на схемите от фиг.2.6 може да продължи, като се използват зависимостите за индуктираните напрежения U_1 и U_2 (2.44, 2.45) в съответствие с обобщената схема от фиг.2.3. След преобразуване на тези уравнения се получават два нови израза за изходните ток и напрежение (2.46) и (2.47).

$$U_1 = j\omega L_1 . I_1 - j\omega M . I_2 \tag{2.44}$$

$$U_2 = j\omega M . I_1 - j\omega L_2 . I_2 \tag{2.45}$$

$$I_2 = \frac{M}{L_2} . I_1 - \frac{U_2}{j\omega L_2} \tag{2.46}$$

$$U_2 = \left[U_1 - j\omega \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2} . I_1\right] . \frac{L_2}{M} = \left[U_1 - j\omega L_{L1} . I_1\right] . \frac{L_2}{M} \tag{2.47}$$

Изразът (2.46) означава, че разликата на тока I_1, трансформиран към вторичната страна чрез съотношение M/L_2 и токът през индуктивността L_2, е равен на тока I_2. Изразът (2.47) означава, че разликата на индуктираното напрежение U_1 и напрежението върху индуктивността L_{L1} $\left(L_{L1} = \frac{L_1 . L_2 - M^2}{L_2} = L_1(1 - k^2)\right)$, е равна на напрежението на вторичната страна на еквивалентната схема - U_2, преобразувано чрез коефициента на трансформация L_2/M.

. Еквивалентните схеми от фиг.2.5 и фиг.2.6 представляват математически модели, възприети при анализа и проектирането на електромагнитните характеристики на *ИБПЕ*. Те отговарят на уравненията за свързаните потоци Ψ_1 и $\Psi 2$ (2.25, 2.26 и 2.27, 2.28) и на уравнения (2.44) - (2.47) за индуцираните напрежения U_1 и U_2. Следователно, всички схеми от фиг.2.6 имат на входа и изхода физическото въздействие на L_{N1} и L_{N2} от фиг.2.5, въпреки това, че те не съдържат в явен вид тези индуктивности. Въз основа на това може да е направи извода, че ако едни и същи захранващи източници и товари са свързани към входните и изходните клеми на разгледаните еквивалентни схеми, справедливи за даден *ИБПЕ*, то получените предавателни характеристики са идентични.

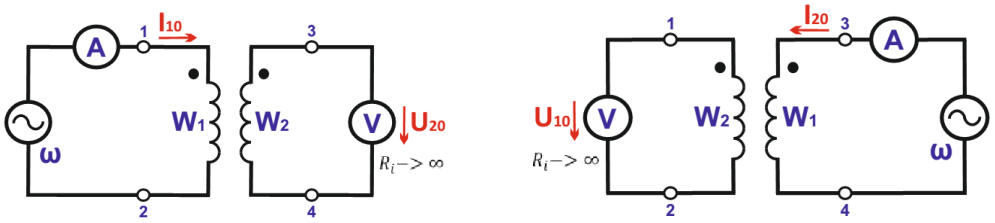
2.4. Измерване на електрическите параметрите на ИБПЕ и изчисляване на елементите от еквивалентните схеми

Основните параметри на еквивалентните схеми на *ИБПЕ* - от фиг.2.5 („*T*“ образна) и фиг.2.6 (с две индуктивности) са индуктивностите L_1, L_2, M и идеален трансформатор с коефициент на трансформация n_X. Стойността на n_X е равна на съотношението на броя навивки w_1/w_2 само при „*T*“ еквивалентна схема. При тази схема чрез опитите на празен ход и *к.с.*, приложени за реален *ИБПЕ*, може да се определят L_1, L_2 и M. За изчисляването на L_{N1}, L_{N2}, и L_{M1} допълнително се използва съотношението w_1/w_2.

В случай на еквивалентна схема с *2* индуктивности, всички параметри също се определят от L_1, L_2, и M. Коефициентът на магнитна връзка връзка k, който участва в изразите за индуктивностите, е равен на

$$k = M\sqrt{L_1.L_2} \ . \tag{2.48}$$

Както стана ясно, ключов момент при определяне параметрите на еквивалентните схеми, е взаимната индуктивност M. Тя може да се определи чрез две измервания, в съответствие с фиг.2.7. Представената методика е валидна за *ИБПЕ* с малко съпротивление на магнитната верига, т.е. с малка въздушна междина ($\delta < 0{,}05.a$, виж фиг.2.1).



Фиг. 2.7. *Схеми на измерване при определяне на взаимната индуктивност на ИБПЕ с малко разстояние между предавателната и приемна части.*

Методиката за изчисляване на M включва следните изрази :

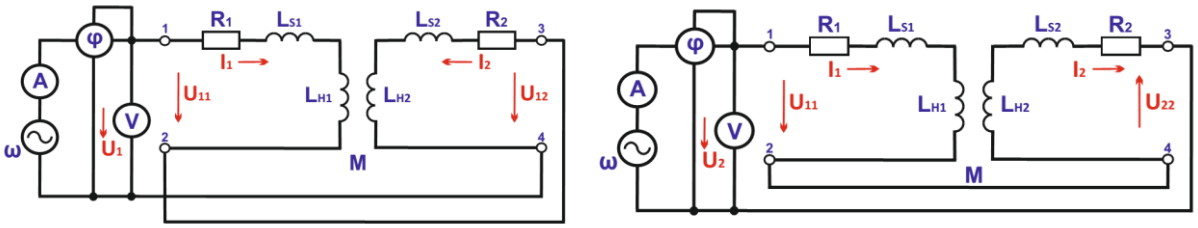
$$U_{20} = j\omega M I_{10} \tag{2.49}$$

$$U_{10} = j\omega M I_{20} \tag{2.50}$$

$$M = \frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{|U_{20}|}{|I_{10}|}.\frac{|U_{10}|}{|I_{20}|}} \tag{2.51}$$

При *ИБПЕ* с относително голямо разстояние между предавателната и приемна части, където магнитната проводимост на еквивалентния

магнитопровод съществено се влияе от въздушната междина, стойността на взаимната индуктивност се определя в съответствие с измерванията от фиг.2.8 и изчисленията (2.52) - (2.63).



Фиг.2.8. *Схеми за измерване при определяне на взаимната индуктивност на ИБПЕ с голямо разстояние между предавателната и приемна части.*

$$L_1 = L_{S1} + L_{H1} \tag{2.52}$$

$$L_2 = L_{S2} + L_{H2} \tag{2.53}$$

$$U_{11} = I_1[R_1 + j\omega(L_1 + M)] \tag{2.54}$$

$$U_{21} = I_2[R_1 + j\omega(L_1 - M)] \tag{2.55}$$

$$U_{12} = I_1[R_2 + j\omega(L_2 + M)] \tag{2.56}$$

$$U_{22} = I_2[R_2 + j\omega(L_2 - M)] \tag{2.57}$$

$$U_1 = I_1[R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)] \tag{2.58}$$

$$U_1 = I_2[R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 - 2M)] \tag{2.59}$$

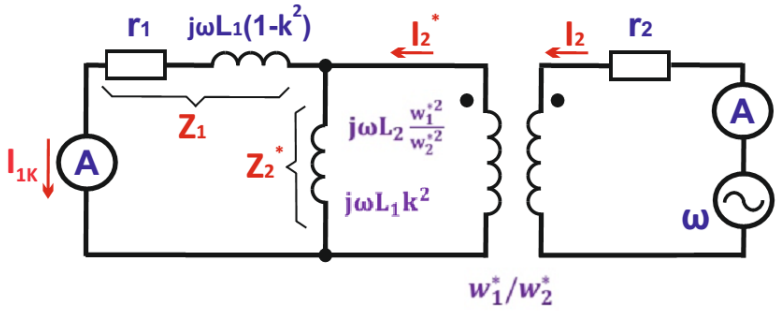
$$z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \underbrace{R_1 + R_2}_{|z_1|\cos\varphi_1} + \underbrace{j\omega(L_1 + L_2 + 2M)}_{j|z_1|\sin\varphi_1} \tag{2.60}$$

$$z_2 = \frac{U_2}{I_2} = \underbrace{R_1 + R_2}_{|z_2|\cos\varphi_2} + \underbrace{j\omega(L_1 + L_2 - 2M)}_{j|z_2|\sin\varphi_2} \tag{2.61}$$

$$z_1 - z_2 = j(|z_1| \sin\varphi_1 - |z_2| \sin\varphi_2) = j\omega 4M \tag{2.62}$$

$$M = \frac{|z_1| \sin\varphi_1 - |z_2| \sin\varphi_2}{4\omega} \tag{2.63}$$

В някои случаи възниква необходимост от изчисляване параметрите на еквивалентната схема с две индуктивности. За целта са необходими коефициентите на трансформация на еквивалентния идеален трансформатор ω_1^*/ω_2^* и на магнитна връзка *k*. При опитната постановка, приложена върху реален *ИБПЕ*, първичната намотка се свързва на накъсо и се измерва стойността на приложения вторичен ток I_2 и на трансформирания - първичен I_{1K} (фиг.2.9).



Фиг.2.9. *Схема за определяне на коефициентите на трансформация* ω_1^*/ω_2^* *и на магнитна връзка k.*

В случая са валидни следните преобразувания:

$$I_{1K}.Z_1 = I_2^* \frac{Z_1.Z_2^*}{Z_1 + Z_2^*} \tag{2.64}$$

$$I_2^* = I_2 \frac{W_2^*}{W_1^*} \tag{2.65}$$

$$I_{1K} = I_2 \frac{W_2^*}{W_1^*}.\frac{j\omega L_2 \frac{W_1^{*2}}{W_2^{*2}}}{r_1 + j\omega L_1} \tag{2.66}$$

$$I_{1K} = I_2 \frac{j\omega L_2 \frac{W_1^*}{W_2^*}}{j\omega L_1\left(1 + \frac{r_1}{j\omega L_1}\right)} \tag{2.67}$$

$$I_{1K} = I_2 \frac{L_2}{L_1} \frac{W_1^*}{W_2^*} \frac{1}{1-\frac{j}{Q_1}} \tag{2.68}$$

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{r_1} \tag{2.69}$$

$$\frac{W_1^*}{W_2^*} = \frac{L_1}{L_2} \frac{I_{1K}}{I_2} \left(1 - \frac{j}{Q_1}\right) \tag{2.70}$$

Тъй като ω_1^*/ω_2^* е реално число, а I_{1K} комплексно, то имагинерната част на ω_1^*/ω_2^* трябва да бъде равна на нула т.е.,

$$I_{1K} = |I_{1K}|.(\cos\varphi + j\sin\varphi) \tag{2.71}$$

$$\frac{W_1^*}{W_2^*} = \frac{L_1}{L_2} \frac{|I_{1K}|}{I_2} (\cos\varphi + \frac{\sin\varphi}{Q_1} + j \underbrace{\left(\sin\varphi - \frac{\cos\varphi}{Q_1}\right)}_{0}) \tag{2.72}$$

От това, че имагинерната част на (2.72) е равна на нула, следват преобразуванията:

$$\frac{sin\,\varphi}{cos\,\varphi} = \frac{1}{Q_1}\,;\ cos\,\varphi + \frac{sin\,\varphi}{Q_1} = \frac{1}{cos\,\varphi}\,; \frac{sin^2\varphi}{cos^2\varphi} = \frac{1}{Q_1^2}\,; \frac{1-cos^2\varphi}{cos^2\varphi} = \frac{1}{Q_1^2}\,; \frac{1}{\cos\varphi} = \sqrt{1+\frac{1}{Q_1^2}} \tag{2.73}$$

Отчитайки (2.73), окончателният израз за коефициента на трансформация е от вида

$$\frac{W_1^*}{W_2^*} = \frac{L_1}{L_2} \frac{|I_{1K}|}{I_2} \sqrt{1+\frac{1}{Q_1^2}} \tag{2.74}$$

За Q_1>*10* изразът $\sqrt{1+1/Q_1^2} < 1{,}005$.

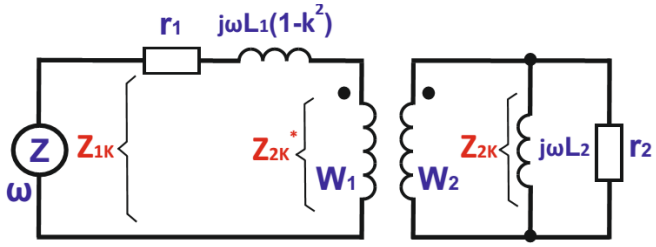
Следователно, за коефициента на трансформация се получава израза

$$\frac{W_1^*}{W_2^*} \approx \frac{L_1}{L_2} \frac{|I_{1K}|}{I_2} \tag{2.75}$$

Използвайки (2.37) и (2.75), за коефициента на връзка се получава

$$k \approx \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \frac{|I_{1K}|}{I_2} = \frac{w_1^*}{w_1^*}.\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \ . \tag{2.76}$$

Следващият параметър, който се определя от еквивалентната схема на *ИБПЕ* с две индуктивности, е входният импеданс. Той дава информация за стойността на общата индуктивност на разсейване L_{L1} (виж (2.34)). За целта се измерва импеданса на първичната страна на *ИБПЕ*, като вторичната намотка се свързва накъсо, съгласно фиг.2.10.



Фиг.2.10. *Схема за измерване на входния импеданс на ИБПЕ.*

Качественият фактор на вторичната верига е равен на

$$Q_2 = \frac{\omega . L_2}{r_2} \tag{2.77}$$

Общият импеданс на вторичната страна и приведената му стойност към първичната страна с коефициента на трансформация $\frac{w_1^*}{w_2^*} = k.\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$ се определят с изразите:

$$Z_{2K} = r_2 \frac{1+\frac{j}{Q_2}}{1+\frac{1}{Q_2^2}} \tag{2.78}$$

$$Z_{2K}^* = Z_{2k}.k^2\frac{L_1}{L_2} = k^2\frac{L_1}{L_2}.r_2\frac{1+\frac{j}{Q_2}}{1+\frac{1}{Q_2^2}} = k^2\frac{L_1}{L_2}.\frac{r_2}{1+\frac{1}{Q_2^2}} + j\omega L_1\frac{k^2}{Q_2^2+1} \tag{2.79}$$

Съгласно фиг.2.10 за импеданса на първичната страна, използвайки израза (2.79), се получава:

$$Z_{1K} = r_1 + j\omega L_1(1-k^2) + Z_{2K}^* \tag{2.80}$$

$$Z_{1K} = r_1 + r_2.k^2\frac{L_1}{L_2}.\frac{1}{1+\frac{1}{Q_2^2}} + j\omega L_1\left(1-k^2+\frac{k^2}{Q_2^2+1}\right) \tag{2.81}$$

$$Z_{1K} \approx r_1 + r_2.k^2\frac{L_1}{L_2} + j\omega L_1(1-k^2) \qquad (2.82)$$

За $Q_2>10$ и $k<0,5$, типични за *ИБПЕ* с относително голяма въздушна междина ($\delta > 0,05.a$, виж фиг.2.1), разликата между измерената стойност на имагинерната част на Z_{1K} и входното реактивно съпротивление $\omega.L_1.(1-k^2)$ е по-малка от 2%. Това дава основание да се счита, че измереният импеданс на предавателната страна, е равен на входното реактивно съпротивление, от което директно може да се изчисли индуктивността L_{L1} (2.34) – фиг.2.6.

2.5. Анализ на схемите за съгласуване на ИБПЕ със захранващия високочестотен източник и товара

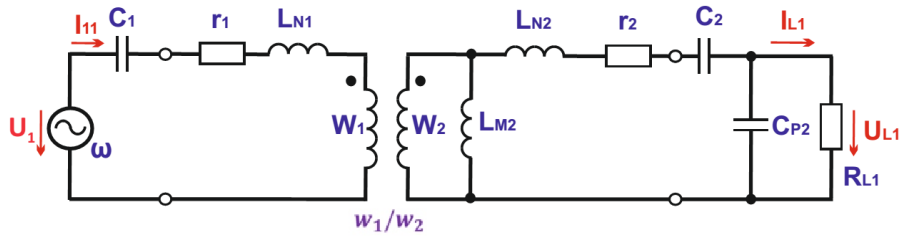
Целта на компенсирането е да се минимизира влиянието на индуктивностите на разсейване върху устройствата включени на входа и изхода на *ИБПЕ* и да се получи максимален *КПД* при прехвърлянето на енергията от предавателната към приемната части. Източникът на високочестотна енергия ще „вижда“ директно товара, когато индуктивностите на *ИБПЕ* са напълно компенсирани.

Еквивалентните схеми с две индуктивности дават възможност за компенсиране с минимален брой кондензатори. Схемата с три индуктивности има повече реактивни елементи, всеки един със своя качествен фактор и следователно, са налице по-сложни честотни характеристики.

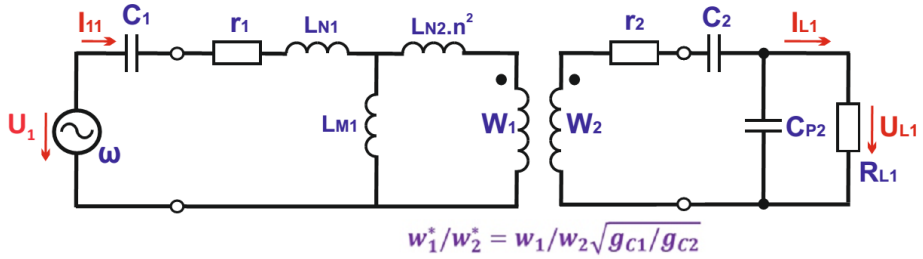
Изменението на коефициента на връзка k, което е следствие от различни разстояния между предавателната и приемна намотки δ (виж фиг.2.1), води до съществени изменения на коефициента на трансформация n_X при схемата с две индуктивности и на стойностите на индуктивностите L_M и L_N (по-съществено на L_M), в случай на Т-еквивалентна схема. Тези разсъждения са валидни при относително голяма въздушна междина ($\delta >$ 0,05.a), съответстваща на k<0,5.

Силната връзка между k и n_X, при схемата с две индуктивности, предопределя използването на схемите от фиг.2.6, при които не се премахва коефициентът на трансформация n_X чрез прехвърляне на импедансите от едната към другата страна на *ИБПЕ*. В противен случай се получава чиста импедансна връзка между входа и изхода и се губи възможността за компенсиране на промяната на k и n_X чрез изменение на напреженията и/или токове на изводите на *ИБПЕ*.

Когато се използва стандартната „T“ еквивалентна схема, е необходимо трите индуктивности да се компенсират индивидуално. Типичните съгласуващи вериги в този случай са представени на фиг.2.11.



а)



б)

Фиг.2.11. *Съгласуваща верига за Т – еквивалентна схема на ИБПЕ.*

Ако предавателната и приемна намотки имат еднакви магнитни вериги, то техните проводимости ще са равни т.е., $g_{C1}= g_{C2}= g$. Следователно, собствените индуктивности на двете намотки (когато намотките не са свързани към други вериги) ще се определят с изразите

$$L_1 = w_1^2.g \qquad L_2 = w_{2.}^2 g \quad . \tag{2.83}$$

Когато *ИБПЕ* е свързан към захранващия източник и товара, за стойностите на елементите от фиг.2.11а са валидни следните изрази:

$$L_{N1} = L_1 - M.\frac{w_1}{w_2} = L_1.(1 - k\sqrt{g_{C2}/g_{C1}}) \tag{2.84}$$

$$L_{M2} = M.\frac{w_2}{w_1} = L_2.k.\sqrt{g_{C1}/g_{C2}} \tag{2.85}$$

$$L_{2N} = L_2 - M.\frac{w_2}{w_1} = L_2.\left(1 - k\sqrt{\frac{g_{C1}}{g_{C2}}}\right) \quad , \tag{2.86}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1.L_2}} \tag{2.87}$$

$$n = w_1/w_2 \tag{2.88}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1.(1-k\sqrt{g_{C2}/g_{C1}})} \tag{2.89}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2.(1-k\sqrt{g_{C1}/g_{C2}})} \quad (2.90)$$

$$C_{P2} = \frac{1}{\omega^2 L_2.k\sqrt{g_{C1}/g_{C2}}} \quad (2.91)$$

По аналогичен начин се определят и изразите, характерни за фиг.2.11б.

$$L_{N1} = L_1.(1-k) \quad (2.92)$$

$$L_{M1} = L_1.k \quad (2.93)$$

$$L_{N2} = L_1.(1-k) \qquad (L_{N2} = L_2.(1-k)) \quad (2.94)$$

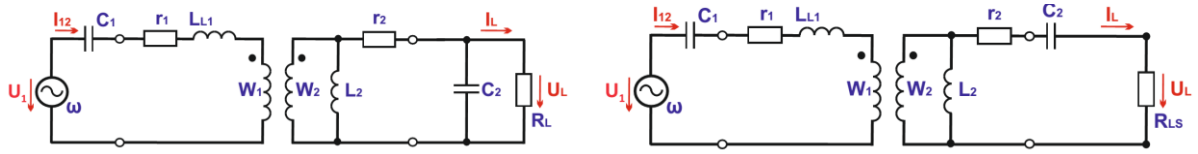
$$n = \frac{w_1^*}{w_2^*} = \frac{w_1}{w_2}.\sqrt{g_{C1}/g_{C2}} \quad (2.95)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1.(1-k\sqrt{g_{C2}/g_{C1}})} \quad (2.96)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2.(1-k\sqrt{g_{C1}/g_{C2}})} \quad (2.97)$$

$$C_{P2} = \frac{1}{\omega^2 L_2.k\sqrt{g_{C1}/g_{C2}}} \quad (2.98)$$

При еквивалентните схеми на *ИБПЕ* с две индуктивности, в съответствие с мястото на свързване на компенсиращия кондензатор на приемната страна и товара, има две възможности – последователно или паралелно съгласуване – фиг.2.12.



а) *б)*

Фиг.2.12. *Съгласуваща верига за схемата на ИБПЕ с две индуктивности чрез последователен кондензатор на предавателната и а) - паралелен или б) - последователен кондензатор на приемната страна.*

За компенсиращите елементи на еквивалентни схеми с две индуктивности от фиг.2.12 са валидни изразите:

$$L_{L1} = L_2.(1-k^2) \quad ; \tag{2.99}$$

$$n = \frac{U_1}{U_L} \approx \frac{I_L}{I_{12}} \approx \frac{w_1^*}{w_2^*} = k.\frac{w_1}{w_2}.\sqrt{\frac{g_{C1}}{g_{C2}}} \quad \text{т.е. } n=k \quad \text{когато} \quad w_1=w_2 \ ; \tag{2.100}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_2.(1-k^2)} = \frac{1}{\omega^2 L_{L1}} \quad ; \tag{2.101}$$

$$C_2 = \frac{(1+\frac{r_2}{R_L})^2}{\omega_0^2.L_2}.\frac{1}{\frac{1}{2}+\sqrt{\frac{1}{4}-\left[\frac{r_2.\left(1+\frac{r_2}{R_L}\right)}{\omega_0.L_2}\right]^2}} \ ,$$

отчитайки $\left(\frac{r_2}{\omega_0.L_2}\right)^2 \ll 1$ и $\left(\frac{r_2}{R_L}\right) \ll 1$ то $C_2 \approx \frac{(1+r_2/R_L)^2}{\omega^2.L_2} = \frac{1}{\omega^2.L_2}$ (2.102)

Логично е да се предположи, че при определена честота (честотата, за която е проектиран *ИБПЕ*) на захранващото напрежение - ω_0 и стойност на δ, на които съответства комбинацията от параметри k_0, L_{10}, L_{20} ($k=k_0, L_{10}=L_1(k_0)$, $L_{20}=L_2(k_0)$), се определят и стойностите на компенсиращите елементи, съгласно (2.99) до (2.102).

При паралелно съгласуване (фиг.2.12а, товарното съпротивление се изменя в диапазона $R_L = R_{Lmin} \div \infty$, а при последователно съгласуване (фиг.12б) и $k \leq 0{,}3$, в диапазона $R_{LS} = 0 \div R_{LS\,max}$. Качественият фактор на товара е равен на

$$Q_L = \frac{R_L}{\omega_0 L_{20}} \tag{2.103}$$

Както се спомена по-горе, една от задачите на компенсиращите вериги, е получаване на максимален *КПД*. При коефициент на магнитна връзка k_0, ефективността може да се изчисли със следния израз:

$$\eta_0 = \frac{k_0^2 Q_1.Q_2}{(1+\sqrt{1+k_0^2.Q_1.Q_2})^2} \ , \tag{2.104}$$

където Q_1 и Q_2 са качествените фактори на първичната и вторична вериги на *ИБПЕ*, включващи компенсиращите кондензатори C_1 и C_2 и активните съпротивления r_1 и r_2, дефиниращи загубите в предавателната и приемна страни на *ИБПЕ*

$$Q_1 = \frac{\omega_0.L_1}{r_1} \quad , \quad Q_2 = \frac{\omega_0.L_2}{r_2} \quad . \tag{2.105}$$

За да се получи *КПД* със стойност, по-голяма от η_0, е необходимо да бъде изпълнено следното условие:

$$k_0^2.Q_1.Q_2 \geq \frac{4.\eta_0}{(1-\eta_0)^2} \qquad (2.106)$$

При $Q_1 = Q_2 = Q$ следва:

$$Q \geq \frac{2.\sqrt{\eta_0}}{k_O.(1-\eta_0)} \quad . \qquad (2.107)$$

Този израз дава информация за минималната стойност на Q и съответно за максималните стойности на r_1 и r_2 така, че стойността на *КПД* да е по-голяма от η_O .

Допълнително може да се отчете, че съпротивленията R_1 и R_2 имат незначително влияние върху напреженията, токове и мощността на *ИБПЕ* (съгласно фиг.2.12) и следователно, е допустимо игнорирането им в изразите на входно - изходните характеристики:

$$U_1^I = \frac{U_1}{I_{12}^2\omega_0 L_{10}} =$$

$$= \frac{j\left\{\left[\frac{L_1}{L_{10}}\frac{\omega}{\omega_0}(1-k^2) - \frac{\omega_0}{\omega}(1-k_0^2)\right].\left[Q_{LE}^2(\frac{L_{20}}{L_2}\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0})^2 + 1\right] + k^2\frac{L_1}{L_{10}}\frac{L_{20}}{L_2}Q_{LE}^2(\frac{L_{20}}{L_2}\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0})\right\} + k^2\frac{L_1}{L_{10}}\frac{L_{20}}{L_2}Q_{LE}}{Q_{LE}^2(\frac{L_{20}}{L_2}\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0})^2} \qquad (2.108)$$

$$P^I = \frac{P}{I_{12}^2\omega_0 L_{10}} = k^2\frac{L_1}{L_{10}}\frac{L_{20}}{L_2}.\frac{Q_{LE}}{Q_{LE}^2(\frac{L_{20}\omega_0}{L_2\ \omega} - \frac{\omega}{\omega_0})^2+1} \qquad (2.109)$$

Чрез (2.108) и (2.109) се доказва, че максимална стойност на *КПД* - η_{0MAX}, се получава само при $R_L > \omega_0.L_{20}$ т.е., при оптимален качествен фактор на товара $Q_{L\,OPT}$.

$$Q_{L\,OPT} \approx (1/k_0).\sqrt{Q_2/Q_1} \quad \text{при} \quad Q_1{=}Q_2 \quad Q_{L\,OPT} \approx 1/k_0 \qquad (2.110)$$

В съответствие със (2.110), оптималното товарно съпротивление при паралелно съгласуване е равно на:

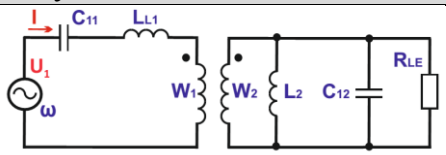
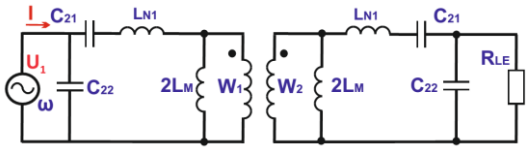
$$R_{L\,OPT} = \omega_0.L_{20}.Q_{LE\,OPT} \quad \text{за} \quad Q_1{=}Q_2 \quad R_{L\,OPT} = \omega_0.L_{20}/k_0 \qquad (2.111)$$

Оптималната стойност на товарното съпротивление $R_{LS\,OPT}$, при която *ИБПЕ* има най-голяма ефективност, в случай на последователното съгласуване, се определя с израза

$$R_{LS\,OPT} \approx \omega_0.L_{20}.k_0 \qquad (2.112)$$

В табл.2.1 са представени параметрите на компенсиращите вериги на еквивалентните схеми с две и три индуктивности при идентични коефициент на връзка k_0 и честота ω_0. Те имат различна конфигурация, защото се прилага различен подход при проектирането им. Като следствие се получават различни коефициенти на трансформация на *ИБПЕ* и съответно, различни характеристики на предаване.

Табл.2.1. *Параметри на еквивалентните схеми на ИБПЕ и съгласуващите вериги при идентични коефициент на връзка k_0 и честота ω_0.*

Параметри при $\omega=\omega_0 \rightarrow k=k_0$	Еквивалентна схема с две индуктивности	„Т“ образна еквивалентна схема
Еквивалентна схема на ИБПЕ		
Физически коефициент на трансформация	$w_1/w_2 = 1$	$w_1/w_2 = 1$
Реален коефициент на трансформация	$w_1^*/w_2^* = k$	$w_1^*/w_2^* = 1$
Стойност на еквивалентните индуктивности	$L_{L1} = L_2.(1-k^2)$	$L_{N1} = L_2.(1-k)$ $L_M = k.L_2$
Съгласуващ кондензатор на първичната страна на ИБПЕ	$\frac{1}{\omega_0 C_{11}} = \omega_0 L_{L1}$	$\frac{1}{\omega_0 C_{21}} = \omega_0 L_2.(1-k_0)$
Съгласуващ кондензатор на вторичната страна на ИБПЕ	$\frac{1}{\omega_0 C_{12}} = \omega_0 L_2$	$\frac{1}{\omega_0 C_{22}} = 2L_2\omega_0 k_0$
Диапазон на изменение на товарното съпротивление	$R_{LE} = 0 \div R_{LE\,max}$	$R_{LE} = 0 \div R_{LE\,max}$
Оптимална стойност на товарното съпротивление	$R_{LE\,OPT} \approx \frac{\omega_0 L_2}{k_0}\sqrt{1-k_0^2}$	$R_{LE\,OPT} \approx 2L_2\omega_0 k_0$

Оптималната стойност на съпротивлението на товара $R_{LE\ OPT}$, при която се постига максимален *КПД*, е реципрочна на k_0 за схемата с две

индуктивности и пропорционална на k_0, в случай на *T*- еквивалентната схема.

2.6. Сравнителен анализ на еквивалентните схеми на ИБПЕ

Поведението на еквивалентните схеми на *ИБПЕ* се различава съществено от това на стандартните трансформатори. Например, при много малък коефициент на връзка ($k<0,1$) при „*T*“ еквивалентна схема, промяната на въздушната междина оказва влияние само върху индуктивността L_{M1}, а L_{N1} и L_{N2} остават неизменни.

Поради редица технологични съображения предавателната и приемна намотки на *ИБПЕ* най-често имат аналогични магнитни вериги и съответно равни проводимости $g_C=g_{C1}=g_{C2}$. Следователно, когато намотките не са свързани към други вериги, собствените им индуктивности ще са равни на $L_1= w_1^2 \cdot g_{C1}$ и $L_2= w_2^2 \cdot g_{C2}$. В случай, че *ИБПЕ* е свързан към захранващ източник и товар или е накъсо, индуктивностите на разсейване при *T*-образната схема са $L_{N1}= w_1^2 \cdot g_{C1}.(1-k)$ и $L_{N2}= w_2^2 \cdot g_{C2}.(1-k)$.

В еквивалентната схема с две индуктивности, в съответствие с фиг.2.6, еквивалентната индуктивност на разсейване може да се постави във входната или изходна вериги. Ако тя се включи във входната верига, изразът за нейното определяне е от вида

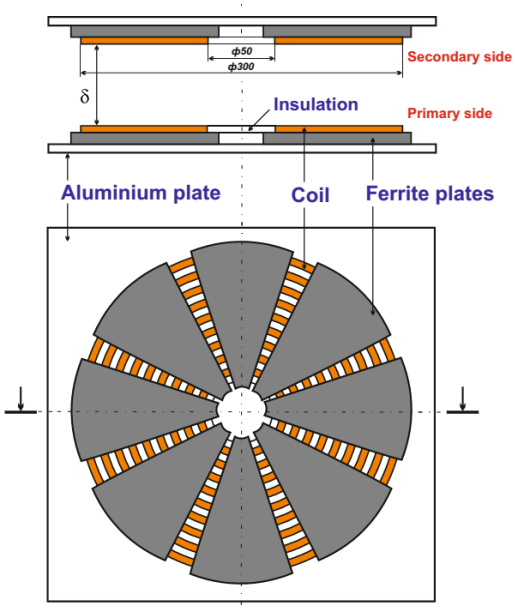
$$L_{L1} = w_1^2 . g . (1 - k^2) = L_1 . (1 - k^2) \quad . \tag{2.113}$$

Необходимо е да се отчете, че при изменение на въздушната междина между предавателната и приемна намотки, се изменя и магнитната проводимост g обратно пропорционално на стойността на $(1-k)$ и $(1-k^2)$, съгласно изрази (2.84), (2.92) и (2.99). Стойността на g зависи от размерите и материала на магнитопроводите на предавателната и приемната части и разстоянието между тях. Следователно, g има минимална стойност когато разстоянието между намотките е доста голямо, при което влиянието на проводимостта на магнитопровода е незначително.

За да се получи представа относно зависимостта на коефициента на магнитна връзка k и магнитната проводимост g, при промяна на разстоянието между намотките, са извършени измервания и анализ на k и $L(k)$ за идентични предавателни и приемни намотки с диаметър $D=300$ мм. Допълнително чрез тази информация, са оценени и сравнени качествата на еквивалентите схеми на *ИБПЕ* с две и три индуктивности.

На фиг.2.13 е представена конструкцията на изследвания *ИБПЕ*. Предавателната и приемна части имат еднаква геометрия и се състоят от намотка от литцендратен кабел, феритен магнитопровод и алуминиев

екран. Те имат еднакъв брой навивки w_1=w_2 и следователно, почти еднакви активни и реактивни съпротивления.



Фиг.2.13. *ИБПЕ – предавателна и приемна части.*

За да се определят основните електромагнитни параметри на еквивалентната схема, са извършени следните измервания:

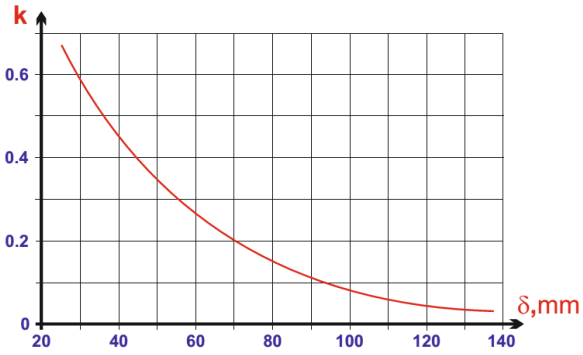
- индуктивностите на празен ход на предавателната L_1 и приемна L_2 страни;
- индуктивност на предавателната страна L_{1K} при *к.с.* на приемната намотка;
- индуктивност при еднопосочно последователно свързване на предавателната и приемна намотки - L_{12SE};
- индуктивност при разнопосочно последователно свързване на предавателната и приемна намотки (едната е с обратен поляритет) - L_{12OP}.

При различни разстояния между двете намотки в диапазона *20* мм до *140* мм са извършени посочените измервания и съответните изчисления, съгласно методиката в т.2.1. – 2.4. Използвани са два начина за изчисляване на *M* и *k*:

$$1.\quad M = \sqrt{(L_1 - L_{K1}).L_2}; \qquad k = \sqrt{1 - L_{K1}/L_1}; \qquad (2.114)$$

$$2.\quad M = (L_{12SE} - L_{12OP})/4 \qquad k = M/\sqrt{L_1.L_2} \qquad (2.115)$$

Стойностите на "*k*", изчислени по (2.114) и (2.115), се различават с по-малко от *1,5*%. На фиг.2.14 е представено изменението на коефициента на връзка "*k*" в зависимост от разстоянието "δ" между намотките.



Фиг.2.14. *Коефициент на връзка във функция от разстоянието между предавателна и приемна намотки.*

Основният извод, който може да се направи, е свързан с връзката между размерите на *ИБПЕ* и стойността на k. При разстояние между намотките над *70* mm коефициентът k става по-малък от *0,2*, което съответства на неефективно прехвърляне на енергия. Това потвърждава едно от основните правила при проектирането на *ИБПЕ*, а именно, че за да се получи ефективно прехвърляне на енергия, разстоянието между предавателната и приемна намотки не трябва да надвишава ¼ от диаметъра на предавателната намотка.

На фиг.2.15 са представени основните параметри на *ИБПЕ*, при относително голямо разстояние между двете намотки ($\delta > 0{,}05.a$, виж фиг.2.1). Функцията $L_1(k)$ е нормализирана чрез $L_{10}(k_0)$ $\left(\frac{L_1(k)}{L_{10}(k_0)}\right)$, за което е използвана средна стойност на коефициента на връзка k_0 в диапазона на въздушни междини, при които се осъществява ефективно прехвърляне на енергия (приблизително *0,4*, съгласно фиг.2.14).

Когато приемната намотка е свързана накъсо и се пренебрегне активното ѝ съпротивление, на предавателната страна на *ИБПЕ* се измерва импедансът $L_{1K}(k)$:

$$L_{1K}(k) = L_1(k) - M^2/L_2 \qquad (2.116)$$

$$L_{1K}(k) = L_1(k) - (1 - k^2) \qquad (2.117)$$

Индуктивността $L_{1K}(k)$ е идентична на индуктивността на разсейване $L_{L1}(k)$ от еквивалентната схема с две индуктивности. На фиг.2.15 индуктивността на разсейване $L_{L1}(k)$ също е нормализирана чрез $L_{10}(k_0)$

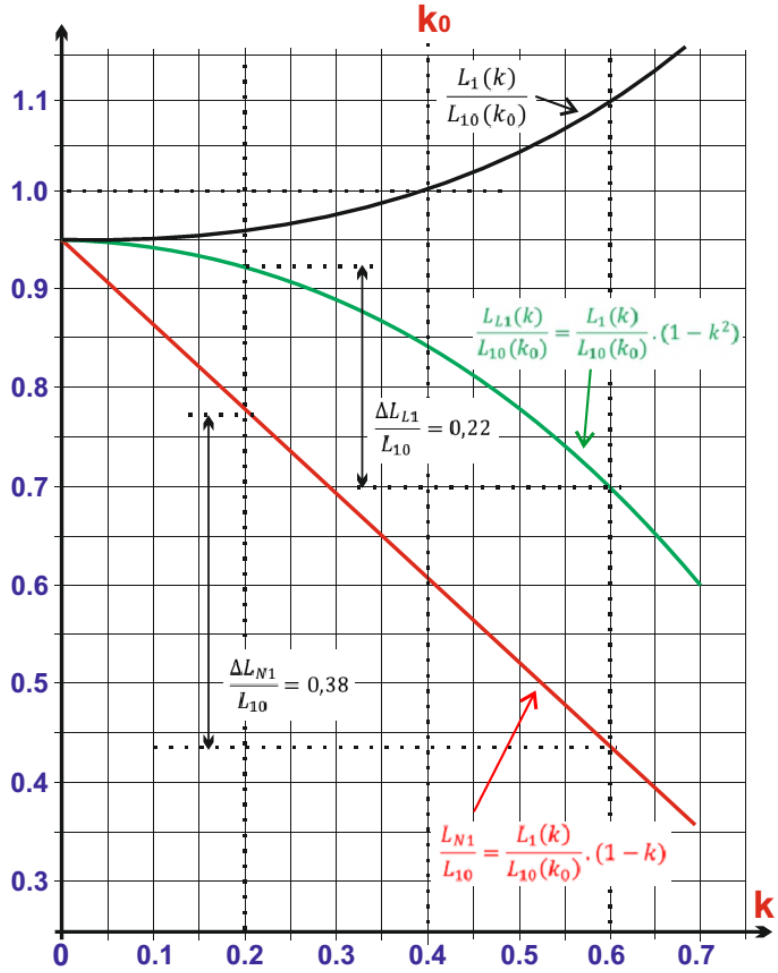
$$\frac{L_{L1}(k)}{L_{10}(k_0)} = \frac{L_1(k)}{L_{10}(k_0)} . (1 - k^2) \qquad . \qquad (2.118)$$

За индуктивността на разсейване при „*T*“ еквивалентната схема $L_{N1}(k)$ са валидни следните изрази:

$$L_{N1}(k) = L_1(k) - M(k).\frac{w_1}{w_2} = L_1(k) - k.\sqrt{L_1(k).L_2(k)}.\frac{w_1}{w_2} = L_1(k).\left(1 - k.\sqrt{\frac{g_{C1}(k)}{g_{C2}(k)}}\right) \quad (2.119)$$

Когато предавателната и приемна намотки имат еднаква конфигурация, то g_{C1}=g_{C2} и изразът за относителната стойност на индуктивността на разсейване при „*T*“ еквивалентната схема $L_{N1}(k)$, е от вида:

$$\frac{L_{N1}(k)}{L_{10}(k_0)} = \frac{L_1(k)}{L_{10}(k)}.(1-k) \quad (2.120)$$



Фиг.2.15. *Относителни стойности на индуктивността на първичната и вторична страни на БПЕ - $L_1(k)/L_{10}(k_0)$; на индуктивността на разсейване при схемата с две индуктивности $L_{L1}(k)/L_{10}(k_0)$ и на индуктивността на разсейване при „T“ еквивалентната схема $L_{N1}(k)/L_{10}(k_0)$.*

От извършените измервания и представените графични зависимости на фиг.2.15 могат да се направят следните изводи:

- директното измерване на индуктивностите на разсейване $L_{N1}(к)$ и $L_{N2}(к)$ при „*T*“ еквивалентна схема не е възможно. Те трябва да бъдат изчислени чрез (2.119) и (2.120);
- при стойности на *k* в диапазона $0,2<k<0,6$ относителната промяна на $\Delta L_{N1}(к)/\Delta L_{L1}(к)$ е около $0,38 / 0,22 \approx 1,7$;
- подобно на функцията $L_{L1}(к)/L_{10}(k_0)$, индуктивността на разсейване $L_{L1}(k)$ от еквивалентна схема с *2* индуктивности, е почти постоянна при малка стойност на $k<0,1$. При тези условия индуктивността L_{N1} от „*T*“ еквивалентна схема силно се изменя, в съответствие с $L_{N1}(k)/L_{10}(k_0)$.

Резултатите от анализа на основните електромагнитни параметри на *ИБПЕ*, получени от извършените измервания, са обобщени в табл.2.2 в следния ред:

- ред *2* – относителна стойност на магнитната проводимост $g(k)/g(k_0)$ в диапазона на изменение на коефициента на магнитна връзка – $0,2 \le k \le 0,6$. Тази зависимост е идентична на зависимостта L_1, $L_2 = f(k)$ за *ИБПЕ* на празен ход (фиг.2.7) и също идентична на $L_2 = f(k)$ от еквивалентната схема с две индуктивности, когато *ИБПЕ* е свързан към захранваща и товарна вериги – фиг.2.12;
- ред 3 показва изменението на взаимната индуктивност L_{M1} от „*T*“ образната схема - фиг.2.7;
- промяната на индуктивностите на разсейване L_{N1} и L_{N2} от „*T*“ образната схема е представена в ред 4;
- ред 5 дава зависимостта на индуктивността на разсейване L_L от коефициента на връзка при схемата с две индуктивности. Тази индуктивност се изменя в много по-малък диапазон отколкото индуктивностите на разсейване L_{N1} и L_{N2} от ред 4.

Табл.2.2. *Основни електромагнитни параметри на ИБПЕ при изменение на коефициента на връзка k в диапазона 0,2 – 0,4.*

k	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
$g(k)/g(k_0)$	0,95	0,97	1,0	1,038	1,103
$k.\ g(k)/ (k_0.\ g(k_0))$	0,48	0,73	1,0	1,3	1,65
$g(k).(1-k)/ (g(k_0).(1-k_0))$	1,27	1,13	1,0	0,87	0,74
$g(k).(1-k^2)/ (g(k_0).(1-k_0^2))$	1,086	1,051	1,0	0,93	0,84

Анализирайки резултатите от табл.2.2, изразите за параметрите на еквивалентните схеми с две и три индуктивности и техните компенсиращи вериги, обобщени в табл.2.1, могат да се направят следните изводи:

- схемата за съгласуване и стойностите на кондензаторите са различни за различните геометрични конфигурации на *ИБПЕ* и използваната еквивалентна заместваща схема;

- при промяна на коефициента на връзка „k“ , индуктивностите в T еквивалентната схема се променят в по-широк диапазон, отколкото в еквивалентна схема с 2 индуктивности (редове 3 и 5, табл.2.2);

- при „T“ еквивалентната схема, коефициентът на трансформация е w_1/w_2, а при еквивалентната схема с две индуктивности $\frac{w_1^*}{w_1^*} = k.\sqrt{g_1/g_2}.w_1/w_2$;

- съпротивлението на товара $R_{L\ OPT}$, при което *ИБПЕ* има максимален *КПД* , зависи от коефициента на връзка k;

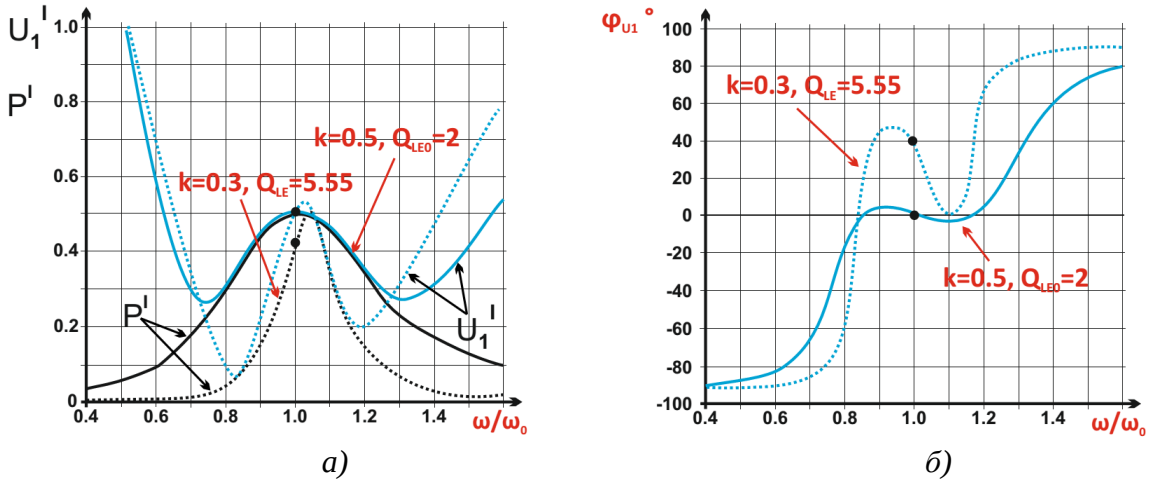
- при „T“ образната схема $R_{L\ OPT}$ е пропорционално на k;

- при еквивалентната схема с две индуктивности, $R_{L\ OPT}$ е обратно пропорционално на k, ако $R_{L\ OPT}$ е паралелно свързано към изходната резонансна верига и пропорционално на k, ако $R_{L\ OPT}$ е свързано последователно към изходната резонансна верига;

- при „T“ образната схема, компенсирането на коефициента на връзка при изменение на разстоянието между предавателната и приемна намотки, технически целесъобразно е да се осъществява чрез промяна на работната честота и/или товарното съпротивление;

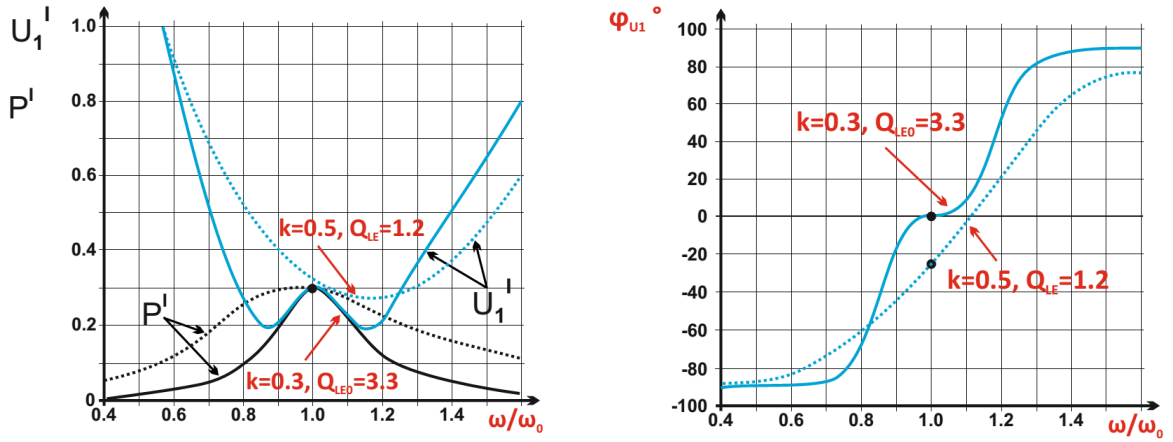
- при еквивалентната схема с две индуктивности, по ефективно е да се променя само съпротивлението на товара, за да се компенсира изменението на коефициента на връзка при промяна на въздушната междина. Промяната на товарното съпротивление на практика се реализира чрез *DC/DC* конвертор, включен в изходната верига на *ИБПЕ*.

На фиг.2.16 и фиг.2.17 са представени някои от по-важните амплитудно-честотни характеристики на *ИБПЕ*. Една част от графиките се отнасят за честотните характеристики на относителната стойност на входното напрежение U_1^I и фазовия му ъгъл φ_{U1}, а други – за честотната характеристика на относителната стойност на мощността P^I. Всички криви са нормирани спрямо входния ток I_1, съгласно (2.108) и (2.119).



а) *б)*

Фиг.2.16. *Честотни характеристики на входното напрежение, фазовият му ъгъл и мощността на ИБПЕ при* $k=k_0=0{,}5 \rightarrow k=0{,}3;\ L_{1,2}/L_{10,20} = 0{,}93.$



а) *б)*

Фиг.2.17. *Честотни характеристики на входното напрежение, фазовият му ъгъл и мощността на ИБПЕ при* $k=k_0=0,3 \rightarrow k=0,5$; $L_{1,2}/L_{10,20} = 1,08$.

Целите линии се отнасят за системи, които отговарят на условията:
- коефициентът на връзка k да е равен на k_0;
- при честота ω_0, кондензаторите C_1 и C_2 напълно компенсират индуктивностите от еквивалентната схема на фиг.2.12;
- съпротивлението на товара има оптимална стойност $R_L=R_{L\ OPT}$ т.е.,$Q_{L}=Q_{L\ OPT}$ и при честота $\omega_{0,}$ *кпд* достига максималната си стойност η_0.

Прекъснатите линии се отнасят до несъгласувана система с $k \neq k_0$, $L_{1,2} \neq L_{10,20}$ и $Q_L \neq Q_{LOPT}$.

На фиг.2.16а е представен вариант, при който първоначално $k_0 = 0,5$ и след това се намалява на $0,3$ (прекъснатите линии). В съответствие с това, стойностите на L_1 и L_2 намаляват до $0,93.L_{10}$ и $0,93.L_{20}$. По-малката стойност на L_2 (увеличаване на Q_L) причинява изместване на максимума на мощността от ω_0 до $\approx 1,03\omega_0$. При неизменна честота ω_0 и промяна само на k от $0,5$ на $0,3$, мощността намалява от $0,5$ до $\approx 0,43\ P / (I_1^2.\omega_0 L_{10})$.

На фиг.2.17а първоначално коефициентът на магнитна връзка $k_0 = 0,3$ и след това се увеличава на $0,5$ (прекъснатите линии). Това причинява увеличаване стойностите на L_1 и L_2 до $1,08.L_{10}$ и $1,08.L_{20}$. По-големите стойности на L_2 причиняват изместване на максимума на мощността от ω_0 до $\approx 0,95.\omega_0$. При този вариант е налице по-слабо изразената честотна зависимост на мощността. При изменение на честотата, максимумът на мощността слабо намалява в сравнение със стойността на мощността при ω_0. Основният извод, който може да се направи е, че този метод на съгласуване е много подходящ за предаване на електрическа енергия през *ИБПЕ* при постоянна честота, различни въздушни междини и коефициент на връзка.

ГЛАВА 3

МЕТОДИКА ЗА ПРОЕКТИРАНЕ И СЪГЛАСУВАНЕ НА ИНДУКТИВНИТЕ БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ

3.1. Основни електрически и електромагнитни съотношения на некомпенсираните ИБПЕ

Съществуват различни конфигурации на *ИБПЕ* [43, 45, 49, 59, 63], като повечето от тях използват равнинни еднослойни кръгли или правоъгълни намотки. В магнитната верига на някои от тях има магнитопровод, ферит или друг феромагнитен материал, а други нямат, т.е магнитният поток се затваря само през въздуха. Общото между всички конфигурации [19, 65, 91, 106] е, че магнитно съпротивление на въздушната междина е по-голямо от магнитното съпротивление на магнитопровода и се явява като определящо.

В табл.3.1 са представени резултатите от сравнението на два типа магнитопроводи (*E65/32/27* и *PM62/49*), имащи еднакво сечение и материал. Изчислени са съпротивленията на магнитната верига и въздушната междина при разместване между предавателната и приемна части - вертикално *0,2 – 2* mm и странично *0 - 4* mm. Ясно се вижда, че общото магнитно съпротивление на *ИБПЕ* се увеличава около *10* пъти при изменение на въздушната междина от *0,2* mm до *2* mm.

Следващият извод, който може да се направи е, че влиянието на страничното разместване при магнитопровода от „*E*“ тип е значително по слабо в сравнение с тип „*PM*“. Основните фактори, които оказват влияние върху избора на конфигурацията на магнитната система, са разстоянието между предавателната и приемна намотки, чувствителност към разместване в хоризонтална и вертикална посока, допустимо тегло и цена, работна честота, загуби в магнитопровода и др.

Заключението е, че *ИБПЕ* има своите специфични особености, състоящи се в голяма индуктивност на разсейване и малка взаимна индуктивност, определяща значителен намагнитващ ток. Голямото съпротивление на въздушната междина минимизира на практика загубите в магнитопровода и му придава линеен характер. Ето защо, в еквивалентната схема може да се изключи съпротивлението, определящо загубите в магнитопровода.

При проектирането на *ИБПЕ*, паразитните вътрешни капацитети също могат да се пренебрегнат, защото те се определят от геометрията на намотките и по-специално от разстоянието между проводниците и екрана на намотката, което в случая е голямо. Тези капацитети оказват влияние

само при високи честоти, близки до собствената паразитна резонансна честота, дефинирана от тях и индуктивностите на разсейване.

Табл.3.1. *Магнитно съпротивление на ИБПЕ с магнитопровод от ферит E65/32/27 и PM62/49 при различни въздушни междини.*

Въздушна междина, mm	**0,2**	**0,4**	**0,6**	**0,8**	**1**	**1,2**	**1,4**	**1,6**	**1,8**	**2**
Вид на магнитопровода	**E65/32/27 EPCOS/TDK - Материал N87**									
Съпротивление на магнитопровода R_M **без** разместване, 1/H	0,16									
Съпротивление на възд. междина R_g **без** разместване, 1/H	294	589	884	1179	1473	1768	2063	2357	2652	2947
Съпротивление на магнитопровода R_M при разместване **2mm,** 1/H	0,18									
Съпротивление на възд. междина R_g при разместване **2 mm,** 1/H	327	655	982	1310	1637	1964	2292	2620	2974	3274
Съпротивление на магнитопровода R_M при разместване **4 mm,** 1/H	0,2									
Съпротивление на възд. междина R_g при разместване **4 mm,** 1/H	368	737	1105	1473	1842	2210	2579	2947	3315	3684
Вид на магнитопровода	**PM62/49 EPCOS/TDK - Материал N87**									
Съпротивление на магнитопровода R_M **без** разместване, 1/H	0,16									
Съпротивление на възд. междина R_g **без** разместване, 1/H	340	681	1022	1363	1704	2044	2385	2726	3067	3408
Съпротивление на магнитопровода R_M при разместване **2mm,** 1/H	0,23									
Съпротивление на възд. междина R_g при разместване **2 mm,** 1/H	460	920	1380	1840	2300	2760	3220	3680	4140	4600
Съпротивление на магнитопровода R_M при разместване **4mm,** 1/H	0,34									
Съпротивление на възд. междина R_g при разместване **4 mm,** 1/H	701	1402	2103	3804	3505	4207	4907	5609	6310	7011

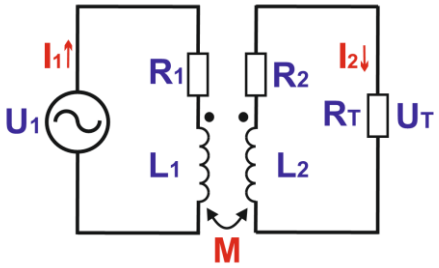
В съответствие с горните разсъждения, еквивалентната схема на *ИБПЕ* (фиг.3.1), използвана при проектирането, съдържа индуктивностите на разсейване на предавателната и приемна намотки, техните активни съпротивления, взаимната индуктивност и товар. Тя е характерна за трансформатори с въздушна междина [7, 18, 27, 68, 146]. За предавателната и приемна страни са валидни следните изрази:

$$U_1 = (R_1 + j\omega L_1)I_1 - j\omega M I_2$$

$$U_T = I_2 . R_T = j\omega M I_1 - j\omega L_2 I_2 - R_2 I_2 \quad . \qquad (3.1)$$

Отчитайки , че $R_2 << R_T$, изходното напрежение е равно на

$$U_{\text{T}} = R_{\text{T}} I_2 = j\omega M I_1 - j\omega L_2 I_2 \qquad (3.2)$$



Фиг.3.1. *Еквивалентна схема на ИБПЕ.*

При работна честота ω , токът I_1 през L_1 , индуктираното напрежение в приемната част (L_2) без товар (празен ход) се определя с израза:

$$U_{2\,\text{ПХ}} = j\omega M I_1 \qquad (3.3)$$

При накъсо свързана приемна намотка и напрежение равно на $U_{2\,ПХ}$, токът през L_2 е равен на:

$$I_{2\,\text{КС}} = \frac{U_{2\,\text{ПХ}}}{j\omega L_2} = \frac{M.I_1}{L_2} \qquad (3.4)$$

Стойността на мощността S_2 , определена от напрежението $U_{2\,ПХ}$ и тока $I_{2\,КС}$, е максималната пълна мощност на *ИБПЕ* (без съгласуваща верига) и дава информация за качеството на магнитната връзка между предавателна и приемна намотки, изразено чрез коефициента на магнитна връзка [9, 108, 128, 132, 142].

$$S_2 = U_{\text{ПХ}}.I_{\text{КС}} = (j\omega M I_1)\frac{M}{L_2} I_1 = j\left(\frac{\omega M^2 I_1^2}{L_2}\right) \qquad (3.5)$$

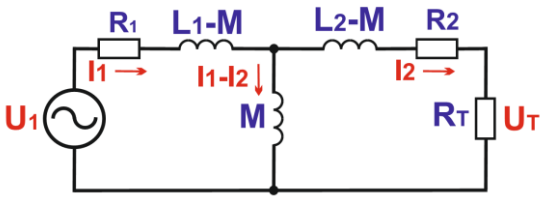
Напрежението върху товара е равно на

$$U_T = j\omega M I_1 Q_2 \qquad , \qquad (3.6)$$

където Q_2 качествен фактор на приемната верига (отношение на реактивната и активна мощност).

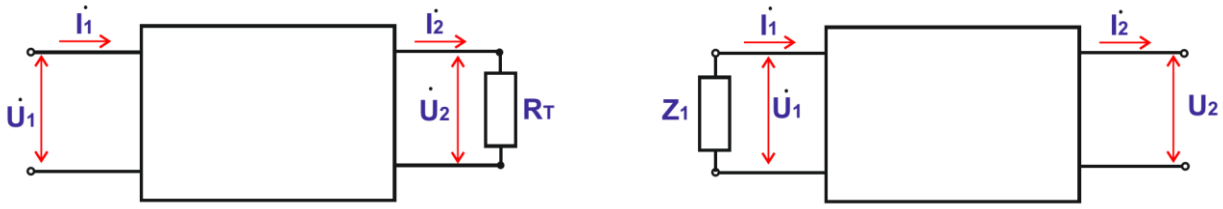
Технически целесъобразно е в процеса на проектиране да се използва „*T*“ образната еквивалентна схема на *ИБПЕ* - фиг.3.2, отчитаща взаимната индуктивност *M*. Матричният запис на напреженията за входната и изходна вериги е от вида:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1+j\omega L_1 & -j\omega M \\ -j\omega M & R_2+j\omega L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$



Фиг.3.2. *„Т“ образна еквивалентна схема на ИБПЕ с товар.*

За определяне параметрите от еквивалентната схема се използват основните зависимости от теорията на четириполюсниците, съгласно означенията и схемите от фиг.3.3.



а) *б)*

Фиг.3.3. *Еквивалентна схема на четириполюсник: а) - при захранване към предавателната страна и б) - при захранване към приемната страна.*

При захранване към предавателната страна на *ИБПЕ* (фиг.3.3а) са валидни следните системи уравнения [87, 96, 102, 115, 130]:

$$\begin{vmatrix} \dot{U}_1 = A.\dot{U}_2 + B.\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = C.\dot{U}_2 + D.\dot{I}_2 \end{vmatrix} , \quad (3.8)$$

където $A = 1 + Z_P/Z_0$, $B = Z_P + Z_S + Z_P.Z_S/Z_0$, $C = 1/Z_0$, $D = 1 + Z_S/Z_0$

$Z_P = R_1 + j\omega.(L_1 - M)$, $Z_S = R_2 + j\omega.(L_2 - M)$, $Z_0 = j\omega.M$.

Комплексната стойност на входното съпротивление се определя с израза

$$Z_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{A.R_T+B}{C.R_T+D} \quad (3.9)$$

При захранване на четириполюсника към приемната страна (фиг.3.3б) е справедлива следната система уравнения

$$\begin{vmatrix} \dot{U}_2 = D.\dot{U}_1 + B.\dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 = C.\dot{U}_1 + A.\dot{I}_1 \end{vmatrix} \quad . \tag{3.10}$$

Еквивалентният импеданс на входа на *ИБПЕ* се получава, като второто уравнение от (3.8) се раздели на $\dot{I}_2$ или може директно да се използва (3.9). След преобразувания, за Z_1 е справедлив израза:

$$\begin{gathered} Z_1 = R_1 + j\omega(L_1 - M) + j\omega M / [R_T + R_2 + j\omega(L_2 - M)] = \\ = R_1 + j\omega(L_1 - M) + \frac{j\omega M.[j\omega(L_2 - M) + R_2 + R_L]}{R_2 + R_L + j\omega M + j\omega(L_2 - M)} = \\ = R_1 + j\omega(L_1 - M) + \frac{j^2\omega^2 M(L_2 - M) + j\omega M(R_2 + R_L) + \omega^2 M^2 - \omega^2 M^2}{(R_2 + R_L) + j\omega L_2} = \\ = R_1 + j\omega(L_1 - M) + \frac{j\omega M[(R_2 + R_L) + j\omega L_2]}{(R_2 + R_L) + j\omega L_2} + \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + R_L) + j\omega L_2} = \\ = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_T + R_2 + j\omega L_2} \end{gathered} \tag{3.11}$$

При разделяне на второто уравнение от (3.8) на изходния ток се получава израз за входния ток

$$I_1 = \frac{j\omega M - \omega^2 M^2 I_1}{(j\omega L_2 + R_2 + R_T)(R_1 + j\omega L_2)} \tag{3.12}$$

Използвайки (3.8) и (3.9), за коефициента на трансформация по напрежение е валиден израза

$$\frac{U_T}{U_1} = \frac{j\omega M R_T}{(j\omega L_2 + R_1 + R_T)(R_1 + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} \tag{3.13}$$

Общият импеданс на приемната верига, отчитайки взаимната индуктивност, е равен на:

$$\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{j\omega M} + \frac{1}{j\omega(L_2 - \mathrm{M}) + R_2 + R_T} \tag{3.14}$$

След преобразуване се получава израза

$$Z_2 = j.\omega.M + (\omega.M)^2 / (R_2 + R_T + j.\omega.(L_2 - M)) \quad . \tag{3.15}$$

Чрез (3.8), (3.10) и

$$j\omega M(I_1 - I_2) = [R_\mathrm{T} + R_2 + j\omega(L_2 - M)]I_2 \tag{3.16}$$

се определя реалният коефициент на трансформация по ток на *ИБПЕ* - κ_T

$$k_T = \frac{I_2}{I_1} = \frac{j\omega M}{R_T + R_2 + j\omega L_2} \qquad (3.17)$$

За привеждане на изходния ток към предавателната страна се използва конструктивният коефициент на трансформация w_2/w_1:

$$I_2^I = I_2 . w_2/w_2 \qquad . \qquad (3.18)$$

Токът на намагнитване дефинира в най-голяма степен разликата между реалния и конструктивния коефициент на трансформация. При активен товар R_L и пълно компенсиране на индуктивностите на разсейване, токът на намагнитване $I\mu$ е дефазиран на 90^0 гр.ел. спрямо тока I_2. Връзката между двата тока може да се представи с коефициента q

$$I_\mu = -j . q . I_2^I \qquad . \qquad (3.19)$$

Колкото стойността на q е по-малка, толкова електромагнитната връзка между двете намотки е по-добра и това е гаранция за правилно проектиране на *ИБПЕ*. За определянето на q, първоначално чрез (2.12 от втора глава), (3.18) и (3.19), се извежда израз за изходната мощност:

$$P_2 = \mu_0 . \omega . q . (w_2 . I_2)^2 . (1 + p) . A_C/\delta \qquad (3.20)$$

При заместване на магнитодвижещата сила $I_2.w_2$ с D_2 (съответно D_1 за предавателната намотка), въвеждане на коефициенти на запълване на проводника в двете намотки - D_{F1}, D_{F2} и A_W като общо сечение на двете намотки ($A_W = A_{W1} + A_{W2}$), изразът (3.20) може да се представи във вида:

$$I_2 . w_2 = A_W . D_1 . D_{F1}/(\sqrt{1 + q^2} + v) \ , \qquad (3.21)$$

където v е отношението на токовата плътност в двете намотки, т.е.

$$v = D_1 . D_{F1}/(D_2 . D_{F2}) \qquad . \qquad (3.22)$$

За оптимизиране на размера на *ИБПЕ* се използват сеченията на магнитопровода A_C и намотките A_W.

$$A_C . A_W^2 = \frac{2.P_2.\delta}{\mu_0.\omega.(1+p).D_{F1}^2.D_1^2} . \frac{(\sqrt{1+q^2}+n)^2}{q} \qquad (3.23)$$

Този израз има минимална стойност при q=q_{MIN}. За тази цел се изследва израза $y = [(\sqrt{1+q^2}+n)^2]/q$ за екстремум. Като резултат за q_{MIN} се получава,

$$q_{MIN} = \sqrt{1+\frac{v^2}{2}+v.\sqrt{2+\frac{v^2}{4}}} \quad , \qquad (3.24)$$

Например, при $v = 1$, т.е. при еднакви плътности на тока и коефициенти на запълване на двете намотки, q_{MIN} и y_{MIN} имат стойности, съответно $q_{MIN} = 3^{1/2}$ и $y_{MIN} = 3{,}3^{1/2}$. Наред с определянето на I_μ , стойността на q се използва и за определяне на реалния коефициент на трансформация, който съществено се различава от конструктивния (3.18) при магнитни вериги с голяма въздушна междина.

Точните стойности на сеченията на намотките A_W и магнитопровода A_C са следствие от оптимизационен процес при различни гранични условия. Чрез (2.7) , (3.14) и (3.23) се получава израз за A_C от вида

$$A_C \geq \frac{4.\pi.\delta}{(1+p).\ln\left(\frac{a}{b}\right)}.\left(\frac{h_1+h_2}{3}+z_1+z_2+\delta/2\right).\left(\frac{g_C}{g_{N1}+g_{N2}}\right) \qquad (3.25)$$

Целесъобразните стойности на отношението на сеченията на намотките A_W и магнитопровода A_C са $A_C / A_W > 2$.

В случая κ_T (3.14) представлява реалният коефициент на трансформация по ток. Той се различава от конструктивния коефициент на трансформация, който е отношението на броя навивки на двете намотки $\kappa_{T\ констр} = w_1/w_2$. Двата коефициента съвпадат само при идеалния *ИБПЕ*. Разликата между тези коефициенти се дължи на наличието значителни намагнитващ ток и индуктивности на разсейване. Практическият смисъл на това тълкование е, че колкото те имат по-големи стойности, толкова реалният коефициент на трансформация е по-малък от физическия.

Влияние върху стойността на κ_T имат и електромагнитните параметри на магнитната верига на *ИБПЕ*, стойността на товара и работната честота. Докато първите две условия се получават в процеса на проектиране, то работната честота може да се изменя в определени граници в работен режим. В съответствие със (3.17), ако стойността на работната честота е по-голяма от параметрите, които не са честотно зависими R_2 и R_T ($\omega \gg R_2 + R_T$), то коефициентът на трансформация ще е равен на

$$k_T = M/L_2 \qquad (3.26)$$

Изводът е, че след определена честота, коефициентът на трансформация по ток е неизменен и по нататъшното й увеличаване е технически не целесъобразно. Тази граница не зависи от стойността на товара, а зависи само от електромагнитните параметри на *ИБПЕ*. Извършеният анализ показа, че за системи с голяма въздушна междина, тази граница е над *10* kHz.

Важен параметър на *ИБПЕ* е коефициентът на полезно действие. Той дава информация за ефективността при прехвърлянето на електрическата енергия през въздушната междина и се определя като отношение на отделената мощност в товара и входната мощност. Съгласно фиг.3.2, фиг.3.3 и (3.11), (3.17) след преобразувания се получава изразът:

$$\eta = \frac{|I_2|^2 R_T}{|I_1|^2 Re\{Z_1\}} = \frac{R_\mathrm{T}}{R_1\frac{L_2^2}{M^2}+(R_T+R_2)\left[1+\frac{R_1(R_T+R_2)}{\omega^2 M^2}\right]} \quad . \tag{3.27}$$

От (3.27) се вижда, че за дадена геометрична конфигурация на *ИБПЕ*, определена чрез геометричните и електрическите параметри и стойност на товара, работната честота е единствения фактор, който може да окаже влияние върху стойността на *КПД*. Когато $\omega \gg \frac{\sqrt{R_1(R_T+R_2)}}{M}$, *КПД* има максимална стойност, равна на:

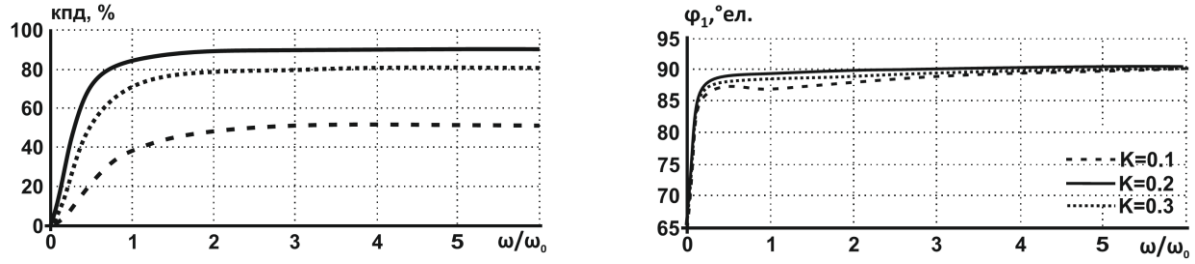
$$\eta_{max} = \frac{R_T}{R_1\frac{L_2^2}{M^2}+R_2+R_T} \quad . \tag{3.28}$$

Условието за получаване на (3.28) трябва да се анализира в правилната посока. Съществува ограничително условие за увеличаването на честотата, което е свързано с нарастване на индуктивния характер на *ИБПЕ* и респективно със силното намаляване на входния фактор на мощността. Голямата стойност на реактивната енергия, циркулираща между захранващия източник, *ИБПЕ* и товара, силно ще намали *КПД* на цялото устройство. Ето защо е целесъобразно, изразът (3.28) да се използва в оптимизационна процедура със следните ограничителни условия [18, 132, 143]:

- с намаляването на размера на намотките се намалява коефициентът на магнитна връзка между тях;
- броят навивки и диаметърът на проводника на всяка намотка трябва да бъде колкото се може по-голям, отчитайки ограниченията за максимално възможните технологични габарити и това, че с увеличаване на размера на намотките се увеличава зоната и интензитета на разсеяното електромагнитно поле около тях;
- в случаите, при които предавателната и приемна намотки не са с еднакви размери, оптималната работна честота се определя от

електрическите параметри на по-голямата намотка, което предопределя по-ниски работни честоти.

Чрез (3.11) и (3.27) е извършено изследване на *КПД* и фазовия ъгъл между тока и напрежението на входа на *ИБПЕ* във функция от честотата. На фиг.3.4 са представени резултатите при коефициент на магнитна връзка *0,1*; *0,2*; *0,3*.



Фиг.3.4. *Зависимост на КПД и фазовия ъгъл от работната честота при коефициент на магнитна връзка* ***k*** *=0,1; 0,2; 0,3.*

От фиг.3.4 се вижда, че съществува силна зависимост на *КПД* и фазовия ъгъл от честотата при $\omega < \omega_0$. При $\omega > \omega_0$ $\left(\omega_0 = \frac{\sqrt{R_1(R_T+R_2)}}{M}\right)$, стойността на *КПД* е близка до максималната за дадената конфигурация на ИБПЕ и коефициент на магнитна връзка.

По същия закон се изменя и фазовия ъгъл φ_1 между входните ток и напрежение. При честоти по-големи от ω_0 , стойността му клони към 90^0ел., т.е. $\cos\varphi_1 \approx 0$. Това означава, че при високи честоти, еквивалентният входен импеданс става с изразен индуктивен характер и силно се увеличава реактивната енергия, циркулираща между захранващия източник и *ИБПЕ*. Големите реактивни токове увеличават активните загуби, респективно намаляват общия *КПД* и влошават масогабаритните показатели на предавателната и приемна намотки. Посочените недостатъци ограничават използването на некомпресирани *ИБПЕ* и при мощности над *200-300* W е задължително използването на съгласуващи кондензатори.

3.2. Методика за проектиране на схемите за съгласуване на ИБПЕ

Използването на *ИБПЕ* без съгласуваща верига е технически неоправдано поради факта, че наред с активната енергия, през него се прехвърля и некомпенсираната реактивна енергия на товара и на собствените паразитни индуктивности. При цялостно компенсиране на приемната верига настъпва съществено изменение в енергийното разпределение и максималната мощност, която *ИБПЕ* може да трансферира. Отчитайки (3.5), изразът за нейното определяне е от вида:

$$S_{2\,max} = U_{2\,\text{ПХ}}.I_{2\,\text{КС}}.Q_2 = M^2.I_1^2.Q_2.\frac{\omega}{L_2} = \omega.L_1.I_1.I_1.\frac{M^2}{L_1.L_2}.Q_2 =$$
$$= \omega.L_1.I^2.k^2.Q_2 = U_1.I_1.k^2.Q_2 \quad , \qquad (3.29)$$

където Q_2 е качествен фактор на компенсираната приемна страна, включваща товар и съгласуваща верига, а k - коефициент на магнитна връзка.

От (3.29) може да се направи изводът, че мощността, която се прехвърля през *ИБПЕ*, при неизменно захранващо напрежение U_1, може да се увеличи чрез съответната промяна на ω, M, I_1, *и* Q_2. Това има пряко отношение към подобряване на *КПД* и електромагнитните характеристики на *ИБПЕ*. Например, увеличаването на взаимната индуктивност M е добро решение, но частично е свързано с увеличаване площта на магнитна връзка между предавателна и приемна намотки, респективно техния обем, което не винаги е допустимо.

Корекцията на честотата ω, също няма да доведе до съществен резултат, защото еквивалентната схема на цялата система, заедно със съгласуващите схеми на предавателната и приемна страни, представлява сложна честотно зависима верига и често се получава разнопосочен ефект. Ето защо, в последната част на израз (3.29), честотата е изключена и присъства в неявен вид чрез напрежението U_1.

При фиксирано напрежение U_1, увеличаването на честота намалява работната индукция в магнитната система и като следствие от това могат да се оптимизират масогабаритните показатели на *ИБПЕ*. За да се запази същата мощност, е необходимо да се намали индуктивността на намотките, най-често с намаляване броя навивки. Ако се включи и разместването между предавателната и приемна намотки, се получава сложен алгоритъм за проектирането и съгласуването на *ИБПЕ*, свързан с доста ограничителни условия.

Увеличаването само на входния ток I_1 не е добър вариант, който води до увеличаване на загубите в предавателния модул (високочестотен преобразувател и намотка) и намаляване на общия *КПД*. За дадена геометрична конфигурация, това на практика може да се реализира чрез намаляване на работната честота, с което се намаляват индуктивните съпротивления на *ИБПЕ*.

Увеличаването на Q_2 е свързано с по-голяма реактивна мощност на приемната страна на *ИБПЕ* и съответно стръмна амплитудно-честотната характеристика. Тя става много чувствителна и трудно се съгласува в процес на работа при промяна на хоризонталното и вертикално разместване на двете намотки. Тук трябва да се направи уточнението, че Q_2 включва товарното съпротивление и съпротивлението на приемната намотка, свързани последователно. Качественият фактор само на

приемната намотка Q_L има стойност доста по-голяма от 10 (около 100) [39, 61, 75, 78, 134]. Ако се сравнят два *ИБПЕ* с коефициенти на магнитна връзка k_1=0,1 и k_2=0,4 , то за да се компенсира по-лошата магнитна връзка на първия модул, е необходимо да се увеличи качествения фактор Q_2 на приемната му верига 16 пъти. За повечето приложения на *ИБПЕ*, типичните стойности за Q_2 са в диапазона 4-10.

Следователно, могат да се формулират част от изискванията към магнитната верига на *ИБПЕ*, а именно да има **максимален коефициент на магнитна връзка и минимална промяна при хоризонталното и вертикално разместване на двете намотки**.

Този извод може да се подкрепи и от гледна точка на енергията на предавателната намотка - $W = I^2.L_1/2$. Тя може да се запише и като

$$W = \frac{R_G.\Phi^2}{2} = \frac{l_G.B^2.S_G^2}{2.\mu_0.S_G} = \frac{B^2.V_G}{2.\mu_0} \qquad (3.30)$$

Зависимостта (3.30) се използва в процеса на проектиране, при оптимизиране на масогабаритните показатели, особено когато е необходимо намаляване на размера и теглото на приемната част. В много от приложенията на *ИБПЕ* това е определящо, например ограничените размери при безконтактното зареждане на мобилни телефони, преносими компютри, периферия и др., и ограниченото тегло при безконтактно зареждане на електромобили, което има връзка с максималния пробег с едно зареждане. За да се реализира минимизирането на обема на приемната част и да се запази мощността и работна честота, е необходимо да се увеличи магнитната индукция, най-често чрез увеличаване на тока през предавателната намотка. Както беше споменато по-горе, недостатъкът в случая е намаляване на общия *КПД*.

Тук трябва да се отчетат и някои особености, свързани с конструкцията на *ИБПЕ* и допустимата стойност на магнитната индукция. Ако предавателната намотка е с по-големи размери от приемната, това ще доведе до увеличаване на разсеяната индуктивност и електромагнитно поле в зоните, където приемната намотка не покрива предавателната. Интензитетът на полето в тези зони трябва да отговаря на стандарта *ICNIRP* [21, 35, 64,] т.е., увеличаването на индукцията може да стане до определени граници, които са точно дефинирани в съответствие с приложението, мощността и работната честота на *ИБПЕ* – най-общо 27μT за битови уреди и 100 μT – за промишлени съоръжения. [160].

Максималната активна мощност, прехвърлена в товара P_{2max}, се получава при максимална трансферирана мощност на *ИБПЕ* (3.29) и $cos\varphi_2=1$, т.е при резонанс и фаза между вторичния ток и напрежение, равна на нула.

$$P_{2\,max} = S_{2\,max} cos\varphi_2 = \frac{\omega M^2 I_1^2 Q_2}{L_2} \quad (3.31)$$

Максималната мощност, дефинирана чрез (3.29) и (3.31), зависи и от вида и сечението на използваните проводници, т.е. от активните загубите в намотките [81, 107, 138]. Те могат да се определят като отношение на пълната мощност при дадената работна честота, разделена на качествения фактор на некомпенсираната намотката (без товара) Q_L ($Q_L = \omega.L/R_{AC}$, R_{AC} – променливотоково съпротивление за работната честота ω, L - индуктивност на намотката).

$$P_{\text{ЗАГ}} = \frac{U.I}{Q_L} \quad (3.32)$$

Използвайки (3.29), (3.32) и израза за качествения фактор на компенсираната приемна намотка $Q_2 = U_2.I_2/P_2$, за сумата от активните загуби в двете намотки се получава

$$P_{\text{ЗАГ}} = \frac{U_1.I_1}{Q_{L1}} + \frac{U_2.I_2}{Q_{L2}} = \frac{P_2}{k^2.Q_2.Q_{L1}} + \frac{P_2.Q_2}{Q_{L2}} = P_2.Q_2.(\frac{1}{k^2.Q_2^2.Q_{L1}} + \frac{1}{Q_{L2}}) \quad (3.33)$$

Изразът $к_2.Q_2$ е число, много по-малко от Q_{L1} (най-често $к.Q_2 \approx 1$), защото коефициентът на връзка *к* при *ИБПЕ* е в границите *0,01* до *0,3-0,5*, а $Q_2 > 10$. Следователно, за минимизиране на активните загуби в предавателната и приемна части, съгласно (3.33), е необходимо при проектирането Q_{L1} и Q_{L2} да имат голяма стойност, а Q_2 –малка [29, 51, 86, 95].

Основният извод, който може да се направи е, че *ИБПЕ* има максимален *КПД* при пълно компенсиране на индуктивностите от еквивалентната му схема. Това се осъществява чрез включване на кондензатори в предавателната и приемна вериги. Използваните схеми са различни в зависимост от технологичното приложение, параметрите на товара и конфигурацията на *ИБПЕ*.

Четири са основните методи за съгласуване. В някои случаи се използва комбинация от тях, за да се постигне определена форма на амплитудно-честотната характеристика. Най-често използваните схеми са с паралелна и/или последователна компенсация на предавателната и приемна страни: последователна - последователна *S-S;* последователна - паралелна *S-P;* паралелна -последователна *P-S;* паралелна - паралелна *P-P*. При товари, които имат стръмни резонансни криви, поради големите стойности на Q и честота, съгласуващата верига може да представлява комбинация между тези основни схеми.

При проектирането на съгласуващите схеми, водеща в случая е приемната страна, която трябва да осигури максимална ефективност при прехвърляне на енергията в товара. Резонансната честота, дефинирана от индуктивността на разсейване на приемната страна L_S (L_S=L_1-M), взаимната индуктивност M и компенсиращия кондензатор C_2 , се явява работна честота на цялото устройство.

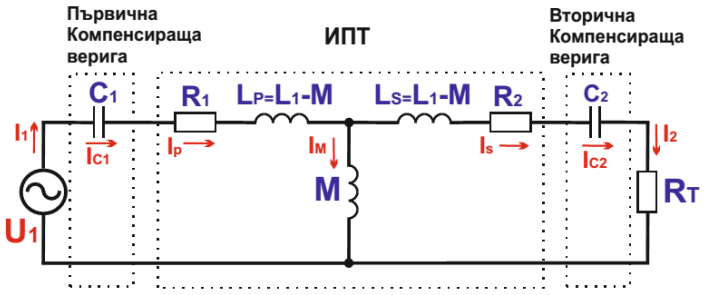
$$\omega_0 = 1/\sqrt{(L_S + \mathrm{M}).C_2} \tag{3.34}$$

При зададена работна честота и параметри на *ИБПЕ*, изразът (3.26) се използва за определяне стойността на съгласуващия кондензатор на приемната верига C_2.

Целта на съгласуването на приемната страна е да се осигури входен фактор на мощността на *ИБПЕ*, близък до единица (входен импеданс с активен характер) и по този начин да се гарантира оптимално натоварване на захранващия високочестотен източник. От тези съображения се изчислява капацитета на съгласуващия кондензатор на предавателната страна.

3.2.1. Последователно компенсиране на предавателната и приемна вериги

На фиг.3.5. е представена „*T*“ еквивалентната схема на *ИБПЕ* с последователни съгласуващи кондензатори на предавателната и приемна страни.



Фиг.3.5. *Еквивалентна схема на ИБПЕ при последователно компенсиране на предавателната и приемна вериги - SS компенсиране.*

Еквивалентният импеданс на *ИБПЕ* се определя с използването на (3.11).

$$Z_{\mathrm{EK}\,SS} = R_1 + j.\omega.(L_P + M) - \frac{j}{\omega.C_1} + \frac{M^2.\omega^2}{R_2+R_T+j.\omega.(L_S+M)-\frac{j}{\omega.C_2}} \tag{3.35}$$

След преобразуване на (3.35) се получава израз за имагинерната част на $Z_{EK\,SS}$:

$$I_m(Z_{EK\,SS}) = \left[\omega.(L_P + M) - \frac{1}{\omega.C_1}\right] - \frac{\omega^2.M^2.\left[\omega.(L_P+M) - \frac{1}{\omega.C_2}\right]}{(R_T+R_2)^2 + \left[\omega.(L_S+M) - \frac{1}{\omega.C_2}\right]^2} \quad (3.36)$$

При честота, равна на резонансната ω_0 (3.34), еквивалентният импеданс (3.35) е равен на:

$$Z_{EK\,SS}(\omega = \omega_0) = R_1 + (M^2.\omega_0^2/(R_2 + R_T) \quad (3.37)$$

За да е напълно компенсиран товарът, който се включва към генератора, е необходимо имагинерната част $Z_{EK\,SS}$, да е равна на нула за честотата ω_0, при която е изчислен кондензаторът C_2. След приравняване на (3.36) на нула, за стойността на C_1 се получава:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2.(L_P+M)} \quad (3.38)$$

От (3.38) може да се направи извода, че капацитетът на съгласуващия кондензатор C_1 се влияе в най-голяма степен от резонансната честота на приемната верига, индуктивността на разсейване на предавателната намотка и взаимната индуктивност. Ако тези разсъждения се отнесат към геометричните параметри на *ИБПЕ*, може да се допълни, че индуктивността на разсейване зависи само от размерите на намотката, а взаимната индуктивност – от относителното позициониране на двете намотки.

Основната цел на съгласуването е да се постигне максимален *КПД* на безконтактния предавател на мощност. При компенсирана приемна верига, коефициентът на трансформация по ток се определя като отношение на модулите на входния и изходен токове и е равен на

$$\frac{|I_1|}{|I_2|} = \frac{R_2+R_T}{j\omega_0.M} \quad (3.39)$$

След преобразуване на (3.17) , (3.35) и (3.39), за *КПД* при SS съгласуване, се получава изразът

$$\eta = \frac{|I_2|^2 R_T}{|I_1|^2 Re\{Z_1\}} = \frac{R_T}{(R_T+R_2).(1+\frac{R_1.(R_2+R_T)}{\omega_0^2.M^2})} \quad . \quad (3.40)$$

От (3.40) се вижда, че при дефинирани електрически параметри на схемата със *SS* съгласуване, единствено увеличаването на работната честота може да се използва за постигане на максимален *КПД*. Следователно, (3.40) има максимална стойност, когато $\frac{R_1.(R_2+R_T)}{\omega_0^2.M^2}$ клони към нула, т.е.

$$\omega_0 \gg \frac{\sqrt{R_1.(R_2+R_T)}}{M} \tag{3.41}$$

Максималният теоретичен *КПД* при *SS* компенсиране е

$$\eta_{MAX} = \frac{R_T}{R_T+R_2} \tag{3.42}$$

3.2.1.1.Определяне на оптималния товар при последователно компенсиране на предавателната и приемна вериги

Много важно от практическа гледна точка е определянето на оптималния товар при дадена работна честота и конфигурация на *ИБПЕ* с цел получаване на максимален *КПД*. За целта (3.40) се изследва за екстремум при параметър R_T. След диференциране и математични преобразувания се получава изразът:

$$\eta^I(R_T) = \frac{(\omega_0 M)^2[R_1(R_2+R_L)^2+(\omega_0 M)^2(R_2+R_L)]-R_L(\omega_0 M)^2[2R_1R_2+2R_1R_L+(\omega_0 M)^2]}{[R_1(R_2+R_L)^2+(\omega_0 M)^2(R_2+R_L)]^2} \tag{3.43}$$

Числителят на (3.43) се приравнява на нула

$$R_1R_L^2 - R_1R_2^2 - R_2(\omega_0 M)^2 = 0 \tag{3.44}$$

Оптималната стойност на R_T е решението на уравнение (3.44) и прилагане на правилата за определяне на максимум за (3.40):

$$R_{T\,OPT} = \sqrt{R_2^2 + (\omega.M)^2.R_2/R_1} \tag{3.45}$$

Товарното съпротивление, при което *КПД* има максимална стойност, в най-голяма степен се влияе от стойността на взаимната индуктивност *M*, която косвено зависи само от големината на въздушната междина между предавателната и приемна намотки. При увеличаване на разстоянието между намотките се намалява общият магнитен поток и респективно - взаимната индуктивност *M*. Това има много важен практически смисъл, защото при дадена конфигурация на *ИБПЕ*, работна честота и в частност на въздушната междина, за да се постигне максимален *КПД*, е необходимо

товарът да има точно определено съпротивление. Процесът на оптимизация е двупосочен и може да се реализира както чрез методите за съгласуване на товара и *ИБПЕ*, с цел изменение на еквивалентната стойност на R_T, така и чрез промяна на M чрез въздушната междина. Второто условие може да се осъществи още в началото на етапа на проектиране на *ИБПЕ*.

По отношение на стойностите на товара, които са извън на оптималната стойност, могат да бъдат разгледани няколко гранични случая.

а) $\boldsymbol{R_2 + R_T << X}$, т.е. пренебрегват се всички активни съпротивления.

От условието за резонанс на напреженията в еквивалентната последователна схема и използвайки (3.27) се получава:

$$\left(\omega L_P - \frac{1}{\omega C_1}\right) + \frac{\omega^2 M^2}{\left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_2}\right)} = 0 \qquad (3.46)$$

Двете страни се разделят на $\omega L_P.\omega L_S$.

$$\frac{\omega^2 M^2}{\omega L_P\, \omega L_S} = \frac{\left(\omega L_P - \frac{1}{\omega C_1}\right)\left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{\omega L_P\, \omega L_S} \qquad (3.47)$$

След заместване на изразите за коефициента на магнитна връзка,

$$k^2 = \frac{M^2}{L_P\, L_S} \quad , \qquad (3.48)$$

и резонансните честоти

$$\omega_P = \frac{1}{\sqrt{L_P C_1}} \qquad \omega_S = \frac{1}{\sqrt{L_S C_2}} \quad , \qquad (3.49)$$

в (3.47) се получава

$$k^2 = \left(1 - \frac{\omega_P^2}{\omega^2}\right)\left(1 - \frac{\omega_S^2}{\omega^2}\right) \quad , \quad \text{т.е.}$$

$$\omega^4\,(1 - k^2) - \omega^2\,(\omega_S^2 - \omega_P^2) - \omega_P^2 \omega_S^2 = 0 \quad . \qquad (3.50)$$

Анализът на (3.50) значително се опростява, ако собствените резонансни честоти на двата контура са равни. Тук трябва да се направи

уточнението, че при голямо вертикално и хоризонтално разместване между предавателната и приемна части и наличие на съществени разлики в геометричните размери на двете намотки (брой навивки и конфигурация на магнитната верига), отношението на индуктивностите L_P и L_S се променя. По този начин, условието за еднаквост на честотите става трудно за изпълнение, без наличие на механизъм за промяна на някой от компенсиращите елементи (C_1 *или* C_2) [58, 89, 97,119]. Всички тези особености водят до един много важен извод - при проектирането на *ИБПЕ*, работещ в широк диапазон на разместване на намотките и променлив коефициент на магнитна връзка *k*, използването на предавателна и приемна намотки с максимално близки параметри (размер, брой навивки, магнитна верига), е предпоставка за технически по-лесно реализуем метод на съгласуване.

Положителните корени на (3.50) са от вида:

$$\omega_{1,2}^{+} = \sqrt{\frac{\omega_P{}^2+\omega_S{}^2 \mp \sqrt{(\omega_P{}^2+\omega_S{}^2)^2-4(1-k^2)\omega_P{}^2\omega_S{}^2}}{2(1-k^2)}} \quad , \qquad (3.51)$$

От условието двете резонансни честоти да бъдат равни на ω_0 ($\omega_P=\omega_S=\omega_0$), следва:

$$\omega_{1,2}^{+} = \sqrt{\frac{2\omega_0{}^2 \mp \sqrt{4\omega_0{}^4-4(1-k^2)\omega_0{}^2}}{2(1-k^2)}} = \omega_0\sqrt{\frac{1\mp k}{1-k^2}} \qquad (3.52)$$

$$\omega_1^{+} = \omega_0\sqrt{\frac{1-k}{1-k^2}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} \qquad \omega_2^{+} = \omega_0\sqrt{\frac{1+k}{1-k^2}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}} \qquad (3.53)$$

От последните две уравнения става ясно, че ω_0 се намира между двете честоти - ω_1^{+} *и* ω_2^{+}, а те от своя страна са максимално близки при $k \to 1$, т.е. от съществена важност остава само коефициентът на магнитна връзка [94, 105].

б) $\boldsymbol{R_T \neq 0, L_P \neq L_S}$

Това условие отчита влиянието на товарните параметри и след преобразуване на (3.35) се получава израз за еквивалентния импеданс на *ИБПЕ*.

$$Z_{1eq} = \frac{\omega^4 L_P L_S C_1 C_2\left(k^2-1\right)+j\omega^3 L_P C_1 C_2 R_T+\omega^2(L_P C_1+L_S C_2)-j\omega C_2 R_T-1}{\omega C_1(\omega^2 L_S C_2+\omega C_2 R_T)-j\omega C_1} \qquad (3.54)$$

Ако се въведе

$$a_1 = L_P C_1 \quad , \qquad a_2 = L_S C_2 \quad , \qquad a_3 = C_2 R_T \quad , \tag{3.55}$$

изразът (3.54) добива вида:

$$Z_{1eq} = \frac{\omega^4 a_1\, a_2(k^2-1)+j\omega^3 a_1 a_3+\omega^2(a_1+a_2)-j\omega a_3-1}{\omega C_1(\omega^2 a_2+\omega a_3)-j\omega C_1} \tag{3.56}$$

Резултатите и изводите след решаване на (3.56) са аналогични на тези от точка а).

в) $\boldsymbol{R_T \neq 0,\ L_P = L_S\ (L_P = L_S = L)}$

Активните съпротивления на двете намотките се пренебрегват, защото те имат многократно по-малка стойност от товарното съпротивление и съответно незначително влияние върху електромагнитните процеси в *ИБПЕ*. Тогава при $L_P = L_S = L$ и $C_1 = C_2 = C$, след изразяване на M чрез k, за еквивалентния импеданс може да се запише

$$Z_{1eq} = \frac{j(\omega^2 LC-1)}{\omega C} - \frac{\omega^2 k^2 L}{R_T+\frac{j(\omega^2 LC-1)}{\omega C}} \tag{3.57}$$

След преобразуване се получава изразът

$$Z_{1eq} = \frac{\omega^4 L^2 C^2(k^2-1)+j\omega^3 LC^2 R_T+2\omega^2 LC-j\omega C R_T-1}{j\omega^3 LC^2+\omega^2 C^2 R_T-j\omega C} \tag{3.58}$$

При този вариант, предавателната и приемна части на *ИБПЕ* имат една и съща собствена резонансна честота

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow \ \omega_0{}^2 LC = 1 \tag{3.59}$$

След заместване на (3.59) в (3.58) се получава

$$Z_{1eq} = \frac{(k^2-1)+\frac{C R_T}{\sqrt{LC}}+2-\frac{C R_T}{\sqrt{LC}}-1}{\frac{C}{\sqrt{LC}}+\frac{C R_T}{L}-\frac{C}{\sqrt{LC}}} = \frac{k^2 L}{R_T C} = \frac{k^2}{\omega^2 C^2 R_T} = \frac{k^2 {Z_0}^2}{R_T} = k^2 Z_0\, Q \quad , \tag{3.60}$$

където Z_0 – характеристичен импеданс.

Анализът на (3.60) показва, че за промяна стойността на Z_{1eq}, с цел съгласуване с източника на високочестотна енергия, може да се използва капацитетът на компенсиращия кондензатор. Останалите два параметъра –

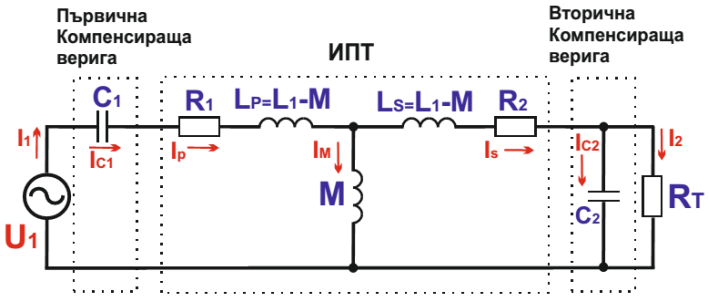
k и R_T, не подлежат на изменение, защото са определени от техническите параметри на *ИБПЕ* и товара.

3.2.2.Последователно компенсиране на предавателната и паралелно компенсиране на приемната вериги

В съответствие с фиг.3.6, еквивалентният импеданс на *ИБПЕ* при *SP* компенсиране се определя с израза.

$$Z_{EK\ SP} = \frac{M^2.\omega^2}{j.\omega.(L_S+M)+R_2+\frac{R_T}{j.R_T.C_2.\omega+1}} + j.\omega.(L_P+M) - \frac{j}{\omega.C_1} + R_1 =$$

$$= \frac{M^2.\omega^2.\left\{\left[R_2+\frac{R_T}{1+(R_T.C_2.\omega^2)}\right]-j.\left[\omega.(L_S+M)-\frac{R_T^2.C_2.\omega}{1+(R_T.C_2.\omega)^2}\right]\right\}}{\left[R_2+\frac{R_T}{1+(R_T.C_2.\omega^2)}\right]^2+\left[\omega.(L_S+M)-\frac{(R_T^2.C_2.\omega)}{1+(R_T.C_2.\omega)^2}\right]^2} + R_1 + j.\omega.(L_P+M) - \frac{j}{\omega.C_1} \quad (3.61)$$



Фиг.3.6. *Еквивалентна схема на ИБПЕ при последователно компенсиране на предавателната и паралелно компенсиране на приемната вериги – SP компенсиране.*

Реалната $R_{E\ SP}$ и имагинерна $I_{M\ SP}$ части на импеданса $Z_{EK\ SP}$ са съответно равни на

$$R_e(Z_{EK\ SP}) = \frac{M^2.\omega^2.\left(R_2+\frac{R_T}{1+(R_T.C_2.\omega)^2}\right)}{\left(R_2+\frac{R_T}{1+(R_T.C_2.\omega)^2}\right)^2+\left(\omega.(L_S+M)-\frac{(R_T^2.C_2.\omega)}{1+(R_T.C_2.\omega)^2}\right)^2} + R_1 \quad (3.62)$$

$$I_m(Z_{EK\ SP}) = \frac{-j.\left(\omega.(L_S+M)-\frac{R_T^2.C_2.\omega}{1+(R_T.C_2.\omega)^2}\right)}{\left(R_2+\frac{R_T}{1+(R_T.C_2.\omega)^2}\right)^2+\left(\omega.(L_S+M)-\frac{(R_T^2.C_2.\omega)}{1+(R_T.C_2.\omega)^2}\right)^2} + j.\omega.(L_P+M) - \frac{j}{\omega.C_1} \quad (3.63)$$

Условието за определяне капацитета на кондензатора C_1 на предавателната страна е $Im(Z_{EK\ SP}) = 0$, при резонансна честота на приемната верига ω_0.

$$C_1 = \frac{(L_S+M)^2.C_2}{(L_P+M).(L_S+M)-M^2} \tag{3.64}$$

Стойността на кондензатора зависи от индуктивностите на разсейване и взаимна индуктивност на *ИБПЕ* и не зависи от активните съпротивления на двете намотки и товара.

За определяне на *КПД* при *SP* съгласуване, се използват следните отношения на модулите на токовете от еквивалентната схема – фиг.3.6.

$$\frac{|I_S|}{|I_2|} = \sqrt{1 + R_T^2.C_2^2.\omega_0^2} \tag{3.65}$$

$$\frac{|I_1|}{|I_2|} = \frac{\sqrt{R_2^2+((L_2+M).\omega_0+\omega_0.R_2.R_L.C_2)^2}}{\omega_0.M} \tag{3.66}$$

След заместване на (3.65) и (3.66) в (3.27) за *КПД* се получава

$$\eta = \frac{R_T}{R_T+R_2+\frac{R_1(L_2+M)^2}{M^2}\left(1+\frac{R_2R_T^2M^2+R_1R_2^2(L_2+M)^2}{\omega_0^2(L_2+M)^2M^2}\right)} \tag{3.67}$$

При *SP* съгласуване, *КПД* има максимална стойност, равна на

$$\eta_{max} = \frac{R_T}{R_T+R_2+\frac{R_1(L_S+M)^2}{M^2}} \quad , \tag{3.68}$$

когато изразът $\frac{R_2R_T^2M^2+R_1R_2^2(L_S+M)^2}{\omega_0^2(L_S+M)^2M^2} \to 0$ т.е., $\omega_0 \gg \frac{\sqrt{R_2R_T^2M^2+R_1R_2^2(L_S+M)^2}}{(L_S+M)M}$.

3.2.2.1.Определяне на оптималния товар при последователно компенсиране на предавателната и паралелно на приемната вериги

За целта (3.68) се изследва за екстремум при параметър R_T. След диференциране и математични преобразувания се получава изразът:

$$\eta = \frac{\left[R_T+R_2+\frac{R_1(L_2+M)^2}{M^2}\left(1+\frac{R_2R_T^2M^2+R_1+R_2^2(L_2+M)^2}{\omega_0^2(L_2+M)^2M^2}\right)\right]-R_T\left(1+\frac{2R_1R_2R_T}{\omega_0^2M^2}\right)}{\left[R_T+R_2+\frac{R_1(L_2+M)^2}{M^2}\left(1+\frac{R_2R_T^2M^2+R_1+R_2^2(L_2+M)^2}{\omega_0^2(L_2+M)^2M^2}\right)\right]^2} \tag{3.69}$$

Числителят на (3.69) се приравнява на нула

$$\frac{R_1 R_2 R_T^2}{\omega_0^2 M^2} - R_2 - R_1 (L_2 + M)^2 \frac{(\omega_0^2 M^2 + R_1 R_2^2)}{\omega_0^2 M^4} = 0 \qquad (3.70)$$

За оптималната стойност на R_T е валиден следният израз:

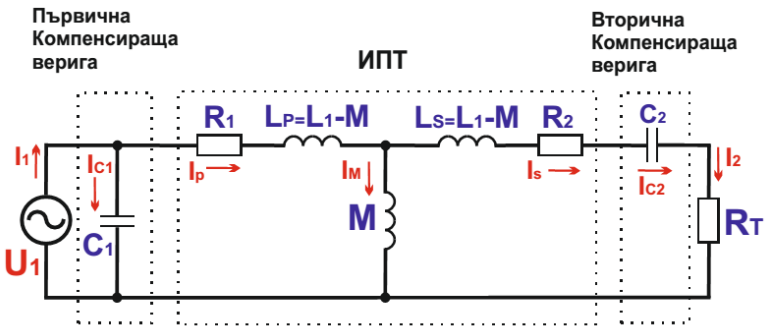
$$R_{T\,OPT} = \frac{\sqrt{R_1 R_2 [\omega_0^2 R_2 M^4 + R_1 (L_2 + M)^2 (\omega_0^2 M^2 + R_1 R_2^2)]}}{R_1 R_2 M} \qquad (3.71)$$

От (3.71) се вижда, че еквивалентното съпротивление на товара, при което *КПД* има максимална стойност, в най-голяма степен се влияе от стойността на взаимната индуктивност M, която косвено зависи само от големината на въздушната междина между предавателната и приемна намотки. В този смисъл получаването на $R_{T\,OPT}$ е двупосочен процес и може да се реализира, както чрез методите за съгласуване на товара и *ИБПЕ* с цел изменение на еквивалентната стойност на R_T, така и чрез промяна на M чрез въздушната междина.

3.2.3.Паралелно компенсиране на предавателната и последователно компенсиране на приемната вериги

Еквивалентният импеданс $Z_{EK\ PS}$ на *ИБПЕ* при *PS* компенсиране - фиг.3.7, се определя чрез използване на коефициентите *A, B, C, Д* от (3.8). Допълнително се отчита изразът за входния импеданс (3.35) и това, че кондензаторът C_1 е свързан паралелно на входа на *ИБПЕ* [46, 54].

$$Z_{EK\ PS} = \frac{1}{j\omega C_1 + \dfrac{1}{R_1 + j\omega(L_P + M) + \dfrac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_T + j\omega(L_S + M) - \dfrac{j}{\omega C_2}}}} \qquad (3.72)$$



Фиг. 3.7. *Еквивалентна схема на ИБПЕ при паралелно компенсиране на предавателната и последователно компенсиране на приемната страни – PS компенсиране.*

За резонансната честота на приемната верига (ω_0), еквивалентният импеданс е равен на [54, 77]:

$$Z_{EK\,PS}(\omega=\omega_0)=\frac{1}{j\omega C_1+\frac{1}{R_1+j\omega L_P+\frac{1}{\frac{1}{j\omega M}+\frac{R_2+R_T-j(\omega L_S-1/\omega C_2)}{(R_2+R_T)^2+(\omega L_S-1/\omega C_2)^2}}}}$$

(3.73)

Входната проводимост $Y_{EK\,PS}$ в съответствие с (3.73) е от вида

$$Y_{EK\,PS}=j\omega C_1+\frac{1}{R_1+j\omega(L_P+M)+\frac{\omega^2M^2}{R_2+R_T+j\omega(L_2+M)-\frac{j}{\omega C_2}}} \qquad (3.74)$$

За да се определи капацитета на кондензатора C_1, имагинерната част на (3.74) се приравнява на нула за резонансната честота ω_0, т.е. $Im(Y_{EK\,PS})=0$.

$$C_1=\frac{(L_P+M)(L_S+M)^2.C_2^2.R_T^2}{M^4+(L_P+M)(L_S+M).R_T^2} \qquad (3.75)$$

Съгласно фиг.3.7, за коефициента на трансформация по ток се получава израза

$$\frac{|I_S|}{|I_P|}=\frac{\omega_0 M}{R_2+R_T} \quad . \qquad (3.76)$$

При определяне на израза за *КПД* се използва (3.27) и (3.72).

$$\eta=\frac{R_T}{(R_T+R_2)\left(1+\frac{R_1.(R_2+R_T)}{\omega_0^2.M^2}\right)} \qquad (3.77)$$

Резонансната честота в (3.77) е единственият параметър, който се изменя и когато

$$\omega_0 \gg \frac{\sqrt{R_1(R_2+R_T)}}{M} \quad , \qquad (3.78)$$

се получава максималната теоретична стойност за *КПД*, равна на

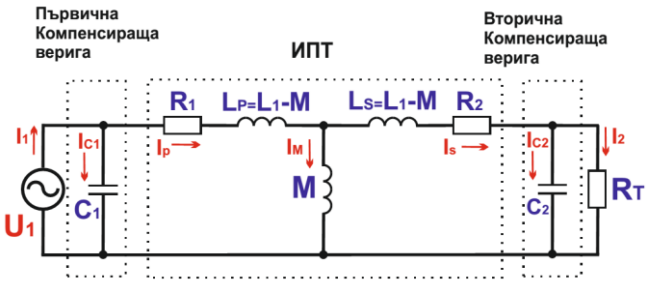
$$\eta_{max}=\frac{R_T}{R_T+R_2} \qquad (3.79)$$

Изразът за определяне на *КПД* (3.78), съвпада с този при *SS* съгласуването (3.67). Ето защо, за оптималното товарно съпротивление при *PS* съгласуване се използва също (3.71).

3.2.4.Паралелно компенсиране на предавателната и приемна вериги

Съгласно фиг.3.8, предавателната и приемната страни на *ИБПЕ* са компенсирани чрез паралелни кондензатори C_1 и C_2. Еквивалентният импеданс е равен на:

$$Z_{EK\ PP} = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{R_1 + j\omega(L_P+M) + \frac{\omega^2 M^2(1+\omega R_T C_2)}{[R_T+R_2+j\omega(L_S+M)](1+\omega R_T C_2)}}} \tag{3.80}$$



Фиг. 3.8. *Еквивалентна схема на ИБПЕ при паралелно компенсиране на предавателната и приемна вериги – PP компенсиране.*

При честота $\omega = \omega_0$, съответстваща на резонанс на приемната верига, за еквивалентния импеданс е валиден изразът

$$Z_{EK\ PP}(\omega = \omega_0) = \frac{1}{j\omega_0 C_1 + \frac{1}{R_1 + j\omega_0 L_P + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_0 M} + R_2 + \frac{1/R_T}{(1/R_T)^2 + (\omega_0 C_2)^2} + j\left(\frac{\omega_0 L_S - \omega_0 C_2}{(1/R_T)^2 + (\omega_0 C_2)^2}\right)}}} \tag{3.81}$$

Вследствие на паралелното компенсиране на предавателната страна е целесъобразно да се използва изразът за еквивалентната входна проводимост.

$$Y_{EK\ PP} = j\omega C_1 + \frac{1}{R_1 + j\omega(L_P+M) + \frac{\omega^2 M^2(1+\omega R_T C_2)}{\left(R_T+R_2+j\omega(L_S+M)\right)(1+\omega R_T C_2)}} \tag{3.82}$$

При резонансната честота ω_0 , имагинерната част на (3.82) трябва да е равна на нула, $Im(Y_{EK\ PP}) = 0$. От това условие се получава израз за изчисляване капацитета на кондензатора C_1.

$$C_1 = \frac{(L_1+M)^2\left((L_2+M)(L_2+M)-M^2\right)C_2}{\left((L_2+M)(L_1+M)-M^2\right)+M^4R_T^2(L_2+M)C_2} \tag{3.83}$$

КПД при *PP* съгласуването се определя от (3.27) при използване на съотношението между модулите на токовете

$$\frac{\overrightarrow{|I_S|}}{\overrightarrow{|I_2|}} = \sqrt{1+R_T^2C_2^2\omega_0^2} \tag{3.84}$$

$$\frac{\overrightarrow{|I_p|}}{\overrightarrow{|I_2|}} = \frac{\sqrt{R_2^2+\left((L_2+M)\omega_0+R_2R_TC_2\omega_0\right)^2}}{\omega_0 M} \quad , \tag{3.85}$$

и е равен на

$$\eta = \frac{R_T}{R_T+R_2+\frac{R_1(L_2+M)^2}{M^2}\left(1+\frac{R_2R_T^2M^2+R_1R_2^2(L_2+M)^2}{\omega_0^2(L_2+M)^2M^2}\right)} \quad . \tag{3.86}$$

Максимален *КПД* се получава при

$$\omega_0 \gg \frac{\sqrt{R_2R_T^2M^2+R_1R_2^2(L_2+M)^2}}{(L_2+M)M} \tag{3.87}$$

и е равен на

$$\eta_{max} = \frac{R_T}{R_T+R_2+\frac{R_1(L_2+M)^2}{M^2}} \quad . \tag{3.88}$$

Оптималното товарно съпротивление при *PP* съгласуване се определя по същата методика, както при *SP* съгласуването и е валиден изразът (3.71).

3.3. Избор на метод и схема за съгласуване на ИБПЕ

Важен параметър е качественият фактор, който дава отношението на реактивната към активната мощност на първичната Q_1 и вторична Q_2 вериги, при резонансната честота ω_0.

$$Q_1 = \frac{(U_1.I_1)r}{P_1} \tag{3.89}$$

$$Q_2 = \frac{(U_2.I_2)r}{P_2} \tag{3.90}$$

Отчитайки (3.89) и (3.90), в табл.3.2 са представени изразите за качествения фактор на представените схеми за съгласуване. [89, 94, 97, 119].

Табл.3.2. *Качествен фактор при различни схеми на съгласуване на ИБПЕ.*

Последователно съгласуване на приемната страна	$Q_1 = \frac{\omega_0.(L_P + M).I_1^2}{\frac{\omega_0^2.M^2.I_1^2}{R_T}} = \frac{R_T.(L_P + M)}{\omega_0.M^2}$	$Q_2 = \frac{\omega_0.(L_S + M).I_2^2}{R_T.I_2^2} = \frac{\omega_0.(L_S + M)}{R_T}$
Паралелно съгласуване на приемната страна	$Q_1 = \frac{\omega_0(L_a + M)I_1^2}{\frac{R_L M^2 I_1^2}{(L_b+M)^2}} = \frac{\omega_0(L_a + M)(L_b + M)^2}{M^2 R_L}$	$Q_2 = \frac{(L_b + M)\omega_0 I_s^2}{R_L I_2^2} = \frac{R_L}{\omega_0(L_b + M)}$

Разгледаните методи за съгласуване на *ИБПЕ* притежават свои специфични технически параметри, които обосновават използването им в различни битови и индустриални приложения. В табл.3.3 е извършено сравнение на основните им входно-изходни характеристики.

Последователното съгласуване на приемната страна стабилизира товарното напрежение, а паралелното – изходния ток. Последователен съгласуващ кондензатор на предавателната страна се използва, когато е необходимо да се намали входното напрежение (изходното напрежението на захранващия *ВЧ* генератор), докато паралелният съгласуващ кондензатор увеличава входния ток. Тези изводи са направени при допускането, че входният ток е с неизменна стойност и работната честота е равна на резонансната ω_0 (3.34).

Сравнявайки резултатите от анализа на *SS* и *SP* съгласуването се вижда, че стойността на съгласуващия кондензатор на предавателната страна не зависи от товара, обстоятелство много важно, когато той се изменя в широки граници. Изборът между тези две конфигурации, имащи последователно компенсиране на предавателната страна, зависи от редица фактори, като мощност и цена на *ИБПЕ*, *КПД* и входен фактор на мощността и техните изменения от работната честота [80, 118, 120, 127].

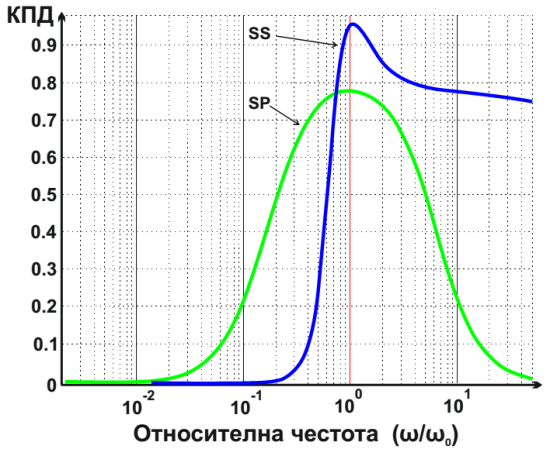
На основата на методиката за проектиране в (3.1 и 3.2) може да се направи извода, че при относително големи мощности, при ниско напрежение и голям ток, е целесъобразно да се използва *SP*. При *SS*

компенсирането, еквивалентният импеданс на *ИБПЕ* е високоомен и затова при големите мощности, напреженията имат значителни стойности, което е съпроводено с технически проблеми при реализацията. В случаите, когато работната честотата се изменя в широки граници, при *SS* компенсирането се получава доста по-малка промяна на входния фактор на мощността.

Табл.3.3. *Сравнение на основните методи за съгласуване на ИБПЕ.*

Вид компенсиране	Изходна характеристика на *ИБПЕ*	Елемент, оказващ много слабо влияние на изходните ток и напрежение	Стойност на входния фактор на мощността		Стойност на *КПД*
			Намаляване на разстоянието между намотките	Увеличаване на разстоянието между намотките	
последователно-последователно	източник на напрежение	компенсиращ кондензатор на вторичната страна	малка	много голяма	много голяма
последователно-паралелно	източник на ток	компенсиращ кондензатор на вторичната страна	малка	голяма	средна
паралелно-последователно	източник на напрежение	компенсиращ кондензатор на първичната страна	голяма	средна	голяма
паралелно-паралелно	източник на ток	компенсиращ кондензатор на първичната страна	много голяма	средна	средна

Чрез (3.40) и (3.67) е направено сравнение на *КПД* при *SS* и *SP* и резултатът е представен на фиг.3.9. Вижда се, че при резонансната честота ω_0 ($\omega/\omega_0 = 1$), стойността на *КПД* при *SS* е по-голяма от тази при *SP*. Следователно, ако честота е фиксирана, за предпочитане е *SS* топологията. За честоти над резонанса, *КПД* при *SS* е по-голям, а за честоти по-малки от резонансната, ефективността при *SP* е по-голяма. Като ширина на честотния диапазон, по-голямо *КПД* има вариантът *SS*.



Фиг.3.9. *Сравнение на КПД при SS и SP съгласуване във функция от относителната стойност на работната честота* ω/ω_0.

Като недостатък на *PS* и *PP* съгласуването може да се посочи, че стойността на паралелния кондензатор на предавателната страна (3.75), (3.83) силно зависи от съпротивлението на товара и паралелната компенсация не е за предпочитане при товари, изменящи се в широки граници. Изборът между двата начина за компенсиране се определя от максималната стойност на *КПД*, входния фактор на мощност и промяната им при различни честоти. За резонансната честота, *КПД* при *PS* е по-голям от *PP*. При честоти над резонансната, *КПД* е по-голям при *PS*, а при по-малки от резонансната - при *PS*.

Еквивалентните параметри на *ИБПЕ* с последователно компенсиране на предавателната страна силно се изменят при намаляване на разстояние между двете намотки. Причината е в промяната на индуктивностите на разсейване от влиянието на магнитопровода на противоположната намотка. Това води до увеличаване на реактивните токове, намаляване на фактора на мощността и съответно до допълнителни загуби в *ИБПЕ* [54, 119].

От друга страна, при увеличаване на разстоянието между намотките, стойността на фактора на мощността и *КПД* не се променят. Изходното напрежение се увеличава и това предопределя използването на последователно компенсиране на предавателната страна при прехвърляне на големи мощности на по-големи разстояния.

ИБПЕ с паралелно компенсиране на предавателната страна са по-малко чувствителни при намаляване на разстоянието между двете намотки, отколкото при последователно компенсиране. *КПД* и входният фактор на мощността също се увеличават. С намаляване на разстоянието се увеличава изходното напрежение и това означава, че паралелното компенсиране на предавателната страна е подходящо за използване при относително малки разстояния между двете намотки.

3.4.Относно собствените резонансни честоти на еквивалентната схема на ИБПЕ

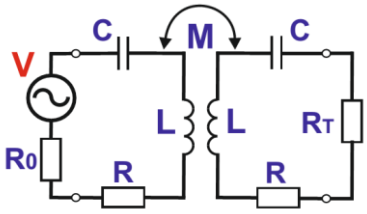
В редица приложения на *ИБПЕ*, изменението на стойността на товара, имащ много малък фактор на мощността, е съпроводено със значителна корекция в работната честота и фазовия ъгъл на предавателната страна. Ако работната честота се изменя в широк диапазон, не се изпълнява условието за работа при резонансната честота на товарната верига. Като следствие се получават големи стойности на фазовия ъгъл между тока и напрежението на предавателната страна и значително се увеличава пълната мощност на *ИБПЕ*, която може да надхвърли максимално допустимата на захранващия високочестотен източник. [1, 2, 86, 168, 169].

Предавателната и приемна страни на *ИБПЕ* представляват две резонансни вериги, които съгласно проектирането имат еднакви резонансни честоти. При промяна на някой от еквивалентните параметри и/или товара, в процес на работа, се променя и резонансната честота на предавателната и/или приемна части. Заедно с това, еквивалентните параметри на цялата променливотокова верига придобива *R-L* или *R-C* характер. Като следствие се получава и изменение на коефициента на магнитна връзка, *КПД* и режима на работа на *ВЧ* преобразувател. Чрез корекция на управляващата честота може отново да се установи желания работен режим.

Необходимо е да се направи уточнението, че този алгоритъм на управление не винаги е успешен, защото еквивалентната верига на *ИБПЕ* съдържа най-малко три отделни клона (в зависимост от вида на компенсирането) и в съответствие с това повече от една резонансна честота, т.е. съществуват вторични резонансни честоти. Подобни сложни вериги се характеризират с повече от един максимум на входния ток и/или изходното напрежение и има съществена разлика в различните честотни интервали по отношение на *КПД*, качествения фактор на намотките и коефициента на магнитна връзка.

За по-добро представяне на този проблем се разглежда случай с еднакви стойности на индуктивностите на *ИБПЕ* и последователните кондензатори. Съгласно фиг.3.10, за резонансната честота на приемната верига ω_0 е валиден изразът

$$\frac{1}{\omega_0 M} + \frac{2}{\omega_0(L-M)-1/(\omega_0 C)} = 0 \qquad (3.91)$$



Фиг.3.10. *Еквивалентна схема на ИБПЕ с еднакви елементи в предавателната и приемна части.*

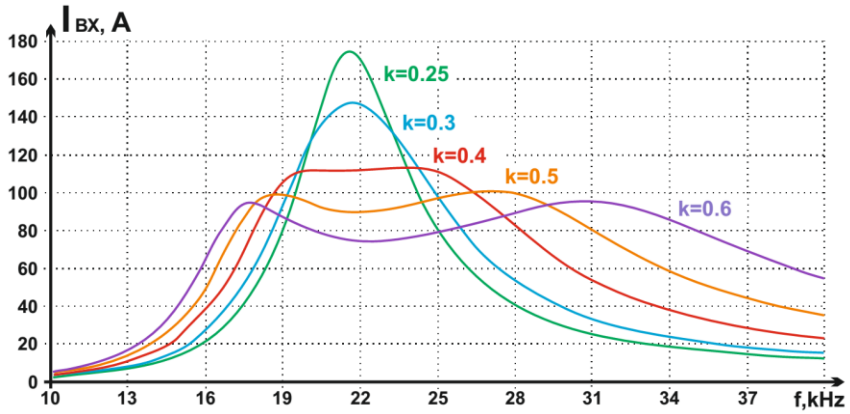
При решаване на (3.91) и отчитайки, че индуктивностите на предавателната и приемна намотки са равни, за двете резонансни честоти ω_1 и ω_2 се получава.

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L+M).C}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} \tag{3.92}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L-M).C}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}} \tag{3.93}$$

$$k = \frac{M}{L} = \frac{\omega_2^2-\omega_1^2}{\omega_2^2+\omega_1^2} \tag{3.94}$$

На фиг.3.11 са представени четири случая на изменение на входния ток на *ИБПЕ* с мощност *30* kW и размери на намотките *700/800* мм, за различни коефициенти на магнитна връзка във функция от честотата. Недостатъците при наличието на два максимума на тока се отразяват на преобразувателя, и по – точно при използване на честотно регулиране на изходните параметри. С увеличаване на работната честота и отдалечаване от $\omega = \omega_0$, токът на захранващия високочестотен източник първоначално ще започне да намалява. При достигане на втория максимум ще започне да нараства отново, т.е. съществува не еднозначна промяна на работната честота и изходните ток и напрежение.



Фиг.3.11. *Изменение на входния ток на ИБПЕ във функция от работната честота.*

Най-общо може да се направи извод, че когато въздушната междина е голяма, взаимната индуктивност M има малка стойност $(L>>M)$, $k \rightarrow 0{,}1 - 0{,}3$ и тогава има само една резонансна честота. С намаляване на въздушната междина M се увеличава и са налице условия за получаване на две резонансни честоти.

За да има само една резонансна честота, е необходимо имагинерната част на еквивалентния импеданс на променливотоковата верига да бъде равна на нула $I_{M(Z1\ SS)} = 0$, т.е. нулева фазова разлика между напрежението и тока на входа на *ИБПЕ* [61]. Прилагайки тази постановка към последователното компенсиране на предавателната и приемна части и използвайки (3.25), се получава израза:

$$I_M(Z_{1\,SS}) = \left(\omega.(L_1 + M) - \frac{1}{\omega.C_1}\right) - \frac{\omega^2.M^2.\left(\omega.(L_1+M) - \frac{1}{\omega.C_2}\right)}{(R_T+R_2)^2 + \left(\omega.(L_2+M) - \frac{1}{\omega.C_2}\right)^2} = 0 \qquad (3.95)$$

Целесъобразно е кръговата честотата ω да се преобразува в относителни единици, относно резонансната ω_0.

$$\xi = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega.\sqrt{(L_1 + \mathrm{M}).C_1} = \omega.\sqrt{(L_2 + M).C_2} \qquad (3.96)$$

След заместване на (3.96) в (3.95) се получава

$$I_M(Z_{1\,SS}) = (\xi^2 - 1).((\xi^2 - 1)^2 + R_T^2.\omega^2.C_2^2 - \omega^4.C_1.C_2.M^2) = 0 \qquad (3.97)$$

Решенията са

- $\xi^2 - 1 = 0$, т.е. $\xi^2 = 1$, $(\omega = \omega_0$ резонанс на еквивалентната верига) ,
- $(\xi^2 - 1)^2 + R_T^2.\omega^2.C_2^2 - \omega^4.C_1.C_2.M^2) = 0 \qquad (3.98)$

За да се получи само една резонансна честота ω_0 на еквивалентната схема на *ИБПЕ*, е необходимо (3.98) да няма реални корени. След заместване на израза за Q_2 от *SS* компенсиране (табл.3.2) в (3.98) , се получава:

$$(\xi^2 - 1)^2 + \xi^2/Q_2^2 - \xi^4.k^2 = 0 \qquad (3.99)$$

$$(Q_2^2 - k^2.Q_2^2).\xi^4 + (1 - 2.Q_2^2).\xi^2 + Q_2^2 = 0 \qquad (3.100)$$

За да няма реални корени, е необходимо

$$4.k^2.Q_2^4 - 4.Q_2^2 + 1 < 0 \qquad \text{т.е} \qquad k^2 < \frac{4.Q_2^2 - 1}{4.Q_2^4} \qquad (3.101)$$

От гледна точка на съгласуването е целесъобразно (3.101) да се анализира спрямо качествения фактор на приемната верига Q_2, който може да се изменя със съгласуването. След решаване на (3.101) се получават четири корена и съответните интервали за Q_2

$$Q_{2_{1,2}} = \pm 1/\sqrt{2.\left(1-\sqrt{1-k^2}\right)} \quad , \quad Q_{2_{3,4}} = \pm 1/\sqrt{2.\left(1+\sqrt{1-k^2}\right)} \quad (3.102)$$

Само при $Q_2 < \frac{1}{\sqrt{2.\left(1-\sqrt{1-k^2}\right)}}$, уравнение (3.98) няма реални корени и следователно, *ИБПЕ* при последователно компенсиране ще има само една резонансна честота.

По същия начин се извеждат изразите за Q_2 за другите видове съгласуване, при които еквивалентната схема и съгласуващата верига имат само една резонансна честота:

- за *PP* $Q_2 < 1/k$;
- за *SP* и PP $Q_2 < \sqrt{1-k^2}/k$

Представеният анализ, за съотношението между Q_2 и k, дава основните насоки при избора на метод за съгласуване. Допълнително се използва като ограничително условие при избора на работна честота за конкретна конфигурация на *ИБПЕ*, отчитайки някои технически ограничения. От изразите за различните схеми на съгласуване (3.40), (3.67), (3.77), (3.86) се вижда, че максимален *КПД* се получава при увеличаване на индуктивностите на намотките или работната честотата и намаляване на активното съпротивление.

Активното съпротивлението нараства с увеличаването на честотата поради засилващото се влияние на Скин-ефекта. Индуктивността на намотките се определя от геометричните размери, броя навивки и вида на магнитопровода и не зависи от честотата. Ето защо, съществува оптимална честота за дадена геометрична конфигурация на *ИБПЕ*, при която качественият фактор, респективно *КПД*, има най-голяма стойност. Обикновено тази оптимална честота е в мегахерцовия обхват. Въпреки това, при мощности над *10* kW, съвременните полупроводникови елементи не могат да удовлетворят това изискване. Следователно, горната граница на честотата се ограничава от честотните параметри на източника на високочестотна енергия. За мощности до *100* kW реалният честотен диапазон е от *10* до *200* kHz, а за мощности до *2-3* kW - до *1* MHz [1, 2, 125]. С появата на съвременните полупроводникови технологии *SiC MOSFET* и *GaN MOSFET*, честотата на устройствата се увеличава бързо и се очакват реални разработки в мегахерцовия обхват и при големите мощности [76, 87].

ГЛАВА 4

РАЗРАБОТВАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА ИНДУСТРИАЛНИ БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ ЗА ЧЕСТОТА 500 kHz

4.1. Основни насоки при разработването на линейни безконтактни предаватели на енергия за честота 500 kHz

Линейните безконтактни предаватели на енергия (*ЛБПЕ*), в честотния диапазон около 500 kHz, се използват в опаковъчните машини за хранително вкусовата промишленост, парфюмерийната индустрия и поточните линии за индукционно нагряване, при които изпълнителният механизъм е подвижен и се движи по определена (линейна или криволинейна) траектория. Те заменят традиционните плъзгащи се контакти и съпътстващите ги недостатъци, като износване, искрене, ограничение в максималната скорост, невъзможност за работа във влажна среда и др. Има съществена разлика в подхода при проектирането и изработването на *ЛБПЕ* при честоти около *500* kHz, в сравнение с нискочестотните (до *50* kHz) и високочестотните (*1* MHz – *15* MHz) *ЛБПЕ*, както по отношение на използваните материали, така и съобразно тяхната геометрична конфигурация.

В глава 1 (фиг.1.20) са разгледани петте основни концепции за изграждане на *ЛБПЕ*. Формата на предавателната и приемна намотки зависи от геометричната конфигурация на съответните магнитопроводи. Съществуват и много други варианти [176], като например, преместване на част от магнитопровода на предавателната част при куплиране с приемната намотка [178-180], съставен приемен и/или предавателен магнитопровод, секционирана приемна част и др. Поради наличие на подвижни части в магнитните системи и усложнена конструкция, тези варианти не са обект на изследването в настоящия параграф, но за тях важат същите съображения и методи при проектирането.

ЛБПЕ се състои от следните основни компоненти:

- предавателна намотка – най-често с една навика, изработена от медна шина или литцендрат;
- магнитопровод на предавателната част – подходящо обработен *МДМ* или стандартни ферити;
- приемна намотка – най-често с една навика, изработена от медна шина или литцендрат;
- магнитопровод на приемната част. Използват се подходящи ферити или обработен *МДМ*.

4.1.1. Материали за магнитопровод на ЛБПЕ при честоти 500 kHz

Изборът на материал за магнитопровода се определя от основната геометрична концепция за *ЛБПЕ* и работната честота. Магнитната верига може да бъде разделена условно на две отделни части. Разграничението между предавателната и приемна магнитни вериги не е толкова явно, както при намотките. За някои от основните конфигурации (инвертирана *Е*-образна предавателна и *Е*-образна приемна; плоска предавателна и *Е*-образна приемна; плоска предавателна и *П*-образна приемна), предавателната намотка се обхваща от магнитопровода на приемната магнитна верига, който има много по-силно влияние върху свойствата на предавателната намотка ("активната зона"), отколкото върху приемната намотка.

За варианта подвижни предавателна и приемна части, дължината на магнитните им вериги е една и съща. Тъй като се предлагат високочестотни ферити [141, 166], които имат голяма магнитна проницаемост, малки загуби и са по-евтини от *МДМ*, те са естествен избор за магнитен материал и за двете части на *ЛБПЕ*.

За варианта при който е подвижна само приемната част, магнитопроводът на предавателната намотка е със значително по-големи размери. За магнитопровода на приемната част е целесъобразно да се използват стандартни „*Е*“-образни магнитни сърцевини. Използването на ферити и за магнитната верига на предавателната част не е технически издържано, поради големият им брой и необходимост от укрепваща конструкция. Друг недостатък на феритите е тяхната крехкост и при по–голямо притягане към крепежната основа или удар в производствени условия, е възможно тяхното счупване. Следователно, *МДМ*, който има по-добри механични свойства, остава предпочитан материал за този вариант. Друго предимство на *МДМ* е, че има по-ниска магнитна проницаемост и така се намалява разсеяната индуктивност в зоната, непокрита от приемната намотка.

4.1.2. Материали за намотките на ЛБПЕ при честоти 500 kHz

В съответствие с принципа на работа на *ЛБПЕ*, предавателната намотка покрива цялата дължина на магнитопровода без да пречи на движението на приемната част. Приемната намотка се разполага около подвижния магнитопровод и трябва да се предвидят изводи за свързване с товара.

Както беше дискутирано в гл. 1, конфигурацията на предавателната намотка зависи от избора на основната концепция *ЛБПЕ* и типа на магнитната верига. За варианта, движещи се предавателна и приемна части, дължините на съответните намотки са почти еднакви и те имат едни и същи условия при проектирането. Изключение прави видът на материала

и броя навивки. Медната шина е по-благоприятен вариант, поради добрата механична якост, без необходимост от крепежна конструкция.

За варианта неподвижна предавателна и подвижна приемна част е характерно, че има голяма разлика в техните дължини. При използване на еднакви материали, загубите в предавателната намотка са значително по-големи, отколкото в приемната намотка. Зоната, в която приемната намотка не припокрива предавателната част, добавя значителна паразитна индуктивност към еквивалентната схема на *ЛБПЕ*. Ето защо, основното внимание при проектирането трябва да бъде насочено към намаляването на активните загубите (особено в предавателната намотка) и намаляване на индуктивностите на разсейване.

За предавателната намотка литцендратният проводник би изглеждал като логичен избор, поради по-малките загуби в сравнение с медната шина. Дължината на контактните зони е малка и допълнителните загуби, дължащи се на запояването, са незначителни в сравнение със загубите по дължината на цялата намотка. Въпреки това, литцендратната намотка изисква механична основа и има по-голяма индуктивност, отколкото медната шина със същите размери. Крайният избор на материал за предавателната намотката се извършва въз основа на прецизен анализ на електрическите и механичните параметри на *ЛБПЕ*.

Дължината на приемната намотка е много по-малка от тази на предавателната. Има технологична причина, която ограничава използването на намотки, изработени от литцендратни проводници с малка дължина. Това е проблемът с контактите връзки, които обикновено се извършват чрез запояване. Съпротивлението на зоната на запояване е много по-високо, отколкото съпротивлението на проводника и контактната зона може значително да намали *КПД* и да направи нецелесъобразно използването на литцендратния проводник. В този случай, добрите механични свойства на медната шина, я правят естествен избор за материал на приемната намотка. Също така, в зоните на свързване не се изисква запояване, с което се елиминират допълнителните загуби.

В някои варианти на *ЛБПЕ* се налага да се използват многослойни намотки. Няма специални изисквания за изработването им при последователно свързване на всички навивки, защото се осигурява равномерно разпределение на тока в цялата намотка и напречното сечение. Ако е необходимо няколко литцендратни проводника да бъдат свързани паралелно, те трябва да се разположат, сплетат и съгласуват така, че да имат еднакво влияние в общата електромагнитна система. Компютърната симулация показва, че ако една двуслойна намотка е изработена от литцендратни проводници с диаметър *1* mm, свързани паралелно без усукване, то токът във външния слой ще е *10*% по-малък от общия ток. Дори при използване на литцендратни проводници с различен диаметър за еднослойна намотка, поради малката им дължина те няма да променят равномерно позицията си спрямо интензитета на магнитното поле и ще се получи неравномерно разпределение на тока. Това е причина за трудното

изработване на еднослойна или с малък брой навивки намотка, с голямо сечение.

4.1.3. Особености при използването на литцендратен проводник за намотки на ЛБПЕ

При анализа на материалите за изработване на намотките на *ЛБПЕ* се установи, че е целесъобразно намотките да се изработват от медна шина или литцендратен проводник. Конкретният избор е свързан с технологичните и електрически параметри на *ЛБПЕ* и ограничителните условия, свързани с масогабаритните показатели на устройството и същевременно, гарантиране на минимални активни загуби.

Съществуват някои специфични особености при използването на литцендрат в сравнение с обикновените проводници, шини, ленти и др., които трябва да се вземат предвид при проектирането на устройства за висока честота.

Литцендратният проводник е съставен от тънки изолирани медни жила, които са оплетени и/или усукани по такъв начин, че всяко едно от тях да заема всички възможни позиции в напречното сечение на точно определена дължина на проводника (дължината зависи от честотата). Токът се разпределя равномерно в цялото напречно сечение, елиминирайки скин – ефекта. В резултат на това, магнитното поле прониква по-дълбоко в намотка от литцендрат, отколкото в намотка от обикновен едножилен проводник. Като пример могат да се разгледат две медни шини с дебелина *1,5* мм и изолация между тях *0,5* мм. При честота *560* kHz, дълбочината на проникване е *0,1* мм. Влиянието на магнитния поток вътре в метала и върху общата индуктивност е еквивалентно на допълнителна междина, равна на половината от дълбочината на проникване. Това означава, че еквивалентното разстояние между шините, което трябва да се използва при изчисляване на индуктивността, е равно на *0,6* мм.

Ако се използват два плоски литцендратни проводника с дебелина *2* mm и същото разстояние между тях *0,5* mm, то отчитайки скин-ефекта, еквивалентното разстояние между тях ще бъде *0,5 + 4/3 = 1,8* мм, т.е. *3* пъти по-голямо, отколкото при медните шини. Това явление трябва да се има предвид при изчисляването на паразитните индуктивности на *ЛБПЕ*.

Целесъобразно е да се използва литцендратен проводник с диаметър на единичното жило, съответстващ на работната честота и брой жила, съгласно стойността на протичащия високочестотен ток. Когато се сравняват литцендратен и меден проводник с еднакъв диаметър, трябва да се отчитат два фактора:

- литцендратният проводник е съставен от изолирани кръгли медни жила, сплетени по точно определен начин. Теоретичният коефициент на запълване е около *75*%, с отчитане на изолационния слой и сплитането е около *60*% за средни честоти и с около *20-25*% по-малко, при високи

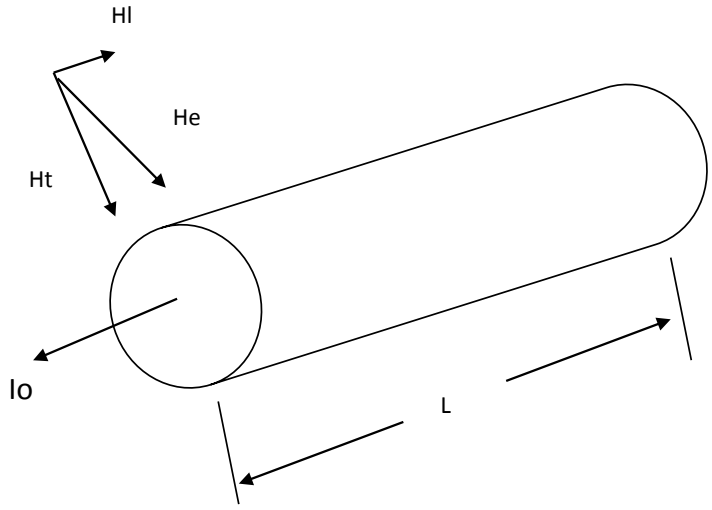
честоти. Този коефициент зависи също от вида на изолацията на проводниците, начина на сплитане и формата на сечението на кабела;
- въпреки малкия диаметър на отделните жила, загубите от вихрови токове, предизвикани от външното магнитно поле, не могат да се пренебрегнат и растат много бързо с увеличаване на честотата. Коефициентите и формулите, които се предоставят от производителите, не дават точните стойности на загубите, защото отразяват загубите в прав литцендратен проводник. В устройствата, работещи на основата на електромагнитната индукция (наличие на затворени контури), магнитно поле е много по-силно от това на единичен прав проводник и следователно, загубите от индуцираните токове са доста по-големи. За правилното подбиране на сечението на литцендратните проводници, трябва да се отчитат много прецизно тези особености.

Методът за определяне на загубите в литцендратния проводник се базира на изчислителна процедура в съответствие с фиг.4.1, където е представен индивидуален проводник с радиус *R*, разположен във външно магнитно поле с интензитет *He*. Протичащият ток е *Io* и има слабо изразен скин-ефект - $R<0{,}7.\delta$, където δ е дълбочина на проникване [6].

Загубите в литцендратния проводник се разделят на основни, причинени от протичащият ток *Io* и загуби от вихрови токове, причинени от външно магнитно поле *He*, което има надлъжна *Hl* и напречна *Ht* компонента. Поради слабо изразения скин-ефект, загубите от тока *Io* се изчисляват както при постоянен ток:

$$P_{dc} = I_0^2 L_\rho / (\pi R^2) \qquad , \tag{4.1}$$

където ρ - специфично електрическо съпротивление; L – дължина на проводника; R – радиус на проводника.



Фиг. 4.1. *Единичен проводник с протичащ ток Io, разположен във външното магнитно поле He.*

Точното изчисляване на загубите от вихрови токове се извършва с функциите Бесел [6, 31]. При слабо изразен скин-ефект изразът за загубите от надлъжната (*Hl*) и напречната (*Ht*) компонента на магнитното поле са от вида:

$$P_l = H_l^2 L_\rho \frac{\pi R^4}{2\delta^4} \tag{4.2}$$

$$P_t = H_t^2 L_\rho \frac{\pi R^4}{\delta^4} \tag{4.3}$$

Това означава, че загубите от напречното магнитно поле са два пъти по-големи, отколкото при надлъжното. Те са най-характерни за дросели, трансформатори, устройства за индукционно нагряване и др.

Общите загуби в единичния проводник са равни на:

$$P = P_{dc} + P_l + P_t \tag{4.4}$$

По този начин могат да се изчислят пълните активни загубите в литцендратен проводник, при всяка комбинация между Io и He и честоти при които $R < 0.7\delta$.

С подходяща модификация на формулите, този метод е приложим за всяка друга форма на сечението на литцендрата. Например, за квадратно сечение с размери "a / a", радиус на единичния проводник *R* и коефициент на запълване *k*, загубите са равни на:

$$P = \rho L \left(\frac{I_0^2}{ka^2} + \frac{H_e^2 a^2 k R^2}{\delta^4} \right) \tag{4.5}$$

Изборът на оптимално сечение на литцендратния проводник, по отношение коефициента на запълване, е многостранна задача, свързана с осигуряване на токовата плътност, сечение и брой на единичните жила (в съответствие с работната честота), изолация и др. По-тънките единични жила имат по-малки загуби, но влошават коефициента на запълване и имат слаба механична здравина. Следователно, окончателният избор се базира на приемлива стойност на загубите, механични ограничения и цена.

Магнитното поле в предавателната литцендратна намотка е с различна напрегнатост в областта, в която е разположена приемната намотка („активна“ зона) и в „свободната“ зона. За определяне на загубите се използва компютърна симулация на отделните области. За малък обем от литцендратния проводник - ΔV, загубите от вихрови токове, създадени от напречното магнитното поле, са:

$$\Delta P_{eddy} = \frac{\rho k R^2}{\delta^4} H_e^2 \Delta V \tag{4.6}$$

За целия обем на проводника *V*, загубите са:

$$\Delta P_{eddy} = \frac{\rho k R^2}{\delta^4} \int_V H_e^2 dV = \frac{\rho k R^2}{\delta^4 \mu_0} \int_V \mu_0 H_e^2 dV = \frac{\rho k R^2}{\delta^4 \mu_0} W_M \ , \quad (4.7)$$

където W_M е магнитната енергия в обема *V*.

За паралелна равнинна система, $dV = LdxDy$, изразът (4.7) придобива вида:

$$\Delta P_{eddy} = \frac{\rho k R^2 L}{\delta^4} \int_S H_e^2 dxdy \quad (4.8)$$

За ротационна симетрична система, $dV = 2\pi r d_r d_z$, изразът (4.8) се опростява до:

$$\Delta P_{eddy} = \frac{2\pi\rho k R^2 L}{\delta^4} \int_S H_e^2 r dr dz \quad (4.9)$$

4.1.3.1. Компютърно симулиране и изчисляване на загубите в литцендратни проводници

От извършения анализ на геометричните конфигурации на *ЛБПЕ* се установи, че повечето от тях се характеризират като симетрични равнинни системи. Като пример може да се вземе вариантът с инвертирана *Е*-образна форма на магнитопровода на предавателната част и *Е* - на приемната. На фиг. 4.2а е представено разпределението на магнитното поле в „активната“ част на предавателната намотка, а на фиг. 4.2б напрегнатостта на полето при различни разстояния от осовата линия (в посока *x*). Вижда се, че напрегнатостта на полето в зоната на намотката, може да се представи с *2* линии, едната с положителен и другата с отрицателен наклон, за които са справедливи изразите:

$$H_{x1} = m_{1x} + b_1 \ , \quad (4.10)$$

при *x* между *0,0018* m (*x1*) и *0,0037* m (*x2*)

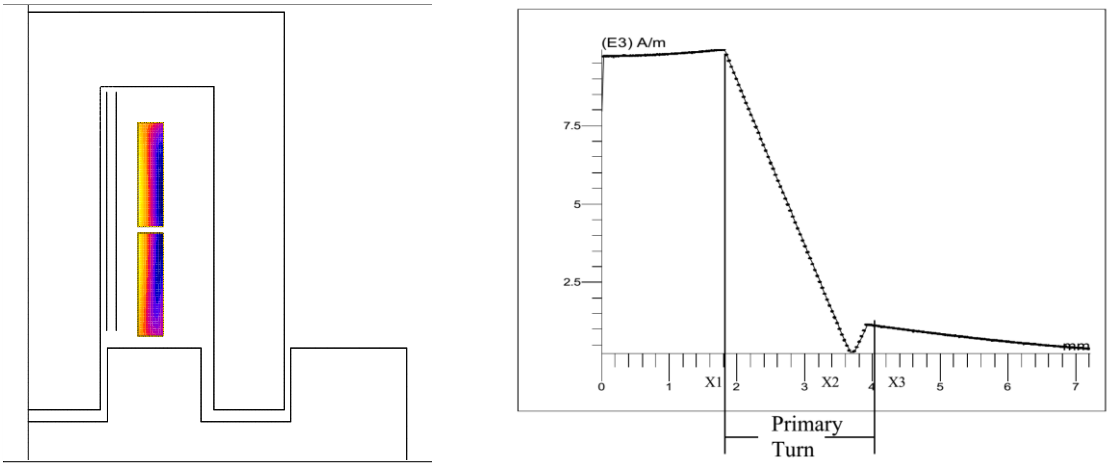
$$H_{x2} = m_{2x} + b_2 \ , \quad (4.11)$$

при *x* между *0,0037* m (*x2*) и 0,00392 m (*x3*).

Ако приемем, че интензитетът на магнитното поле е функция само на *x*, тогава се получава следният израз за загубите от вихрови токове:

$$\Delta P_{eddy} = \frac{L\rho k h R^2}{\delta^4} \left(\int_{x1}^{x2} H_{x1}^2 dx + \int_{x2}^{x3} H_{x2}^2 dx \right) \ , \quad (4.12)$$

където h - височина на предавателната намотка.



а) *б)*

Фиг. 4.2. *Анализ на активните загуби в намотките: а) - електромагнитно поле в предавателната намотка; б) - напрегнатост на електромагнитното поле по ширината на магнитната система.*

Замествайки изразите за напрегнатостта на полето (4.10) и (4.11) в (4.12) и интегриране, се получава:

$$\Delta P_{eddy} = \frac{L\rho khR^2}{\delta^4}\left[\left(\frac{m_1^2}{3}x^3 + m_1 b_1 x^2 + b_1^2 x\right)\Big|_{x1}^{x2} + \left(\frac{m_2^2}{3}x^3 + m_2 b_2 x^2 + b_2^2 x\right)\Big|_{x3}^{x3}\right] \quad (4.13)$$

Чрез (4.13) се изчислят загубите от вихрови токове в литцендратен проводник с правоъгълно сечение за паралелна равнинна система на *ЛБПЕ*. Формулите за изчисляване на загубите от вихрови токове, за литцендратни проводници с друга форма на сечението са по-сложни. С известни допускания те могат да се изчислят при заместване на реалната геометрична форма с еквивалентно правоъгълно или кръгло сечение.

За определяне на общите загуби, се сумират загубите от вихрови токове (4.13) и *DC* загубите, съгласно (4.1).

4.2. Проектиране и изследване на ЛБПЕ

За целите на изследване и потвърждаване на теоретичните резултати и постановки е разработен и симулационно и експериментално е изследван *ЛБПЕ* за честота *500* kHz със следните технически данни:

- изходна мощност *2300* W, при *КПД > 93-94* %;
- работна честота *500* kHz;
- разстояние между предавателната и приемна част *1,5* мм;
- размери на предавателната част (*Д/Ш*) *180/62*мм , размери на приемната част (*Д/Ш*) *42/40*мм.

Към горните параметрите може да се добави и обстоятелството, че мястото за вграждане на приемната част, най-често е ограничено и това води до намаляване сечението на магнитопровода, значителни стойности на магнитната индукция и завишени активни загуби. Заслужава внимание и факта, че *ЛБПЕ* има голяма индуктивност на разсейване, в следствие на голямата разлика в дължините на предавателната и приемна намотки и наличие на зони на огъване в крайните части на намотките.

Поради големият брой на параметрите и ограничителните условия, е целесъобразно да се използва следната последователност при проектирането на *ЛБПЕ*:

1.Сравнение чрез компютърни симулации на електрическите параметри на пет основни възможности за изработване на *ЛБПЕ* (гл.1, фиг.1.20), в съответствие с конкретното задание:

- активна дължина - чувствителност към позициониране между предавателната и приемната намотки и изменение на електрическите параметри;
- конфигурация на магнитопроводите и намотките на предавателната и приемна части;
- вид на изводите.

2.Избор на конфигурация на магнитната верига на *ЛБПЕ*;

3.Анализ на параметрите и размерите на наличните материали за изработване на магнитопровода и намотките – ферити, магнито-диелектрични материали, литцендратни проводници и др.;

4.Изчисляване на загубите в литцендратните проводници по метода, представен в т. 4.1.3.1;

5.Избор на най-технологичния вариант за изработване;

6.Сравнение на експерименталните и симулационни резултати и корекции при необходимост.

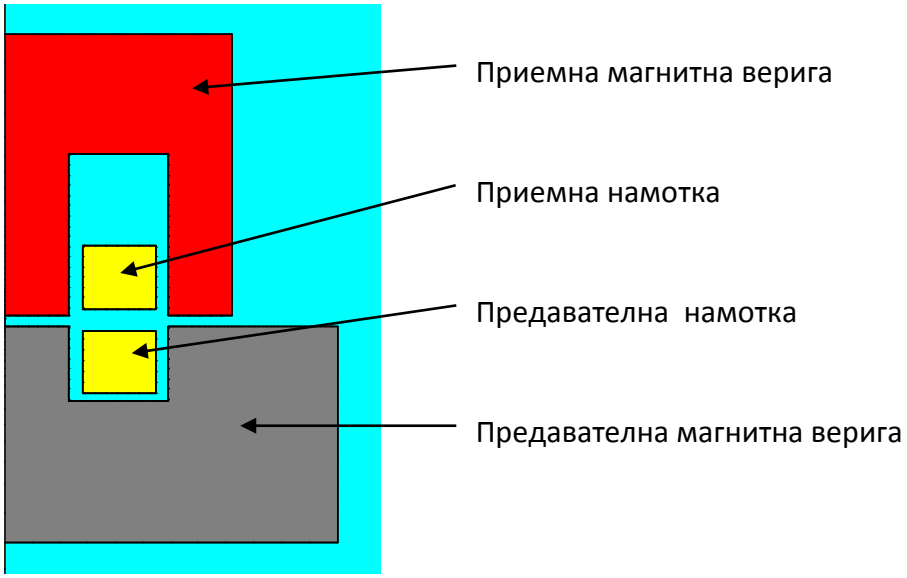
4.2.1. Компютърен анализ на ЛБПЕ

От анализа на конфигурациите, подходящи за реализиране на *ЛБПЕ*, се установи, че най-подходящи са вариантите с *E*-образна форма на приемната магнитната верига. Вариантите със *C*-образен и плосък магнитопровод на предавателната част и *C*-образен на приемната част, от електромагнитна гледна точка могат да се използват за разработване на *ЛБПЕ*, но поради усложнена конструкция, трябва да се считат като допълнителна опция.

4.2.1.1. Магнитопроводи на предавателната и приемна части с E-образна форма

На фиг. 4.3 е представена едната част на *ЛБПЕ*, спрямо осовата линия, използвана при компютърната симулация чрез програмния

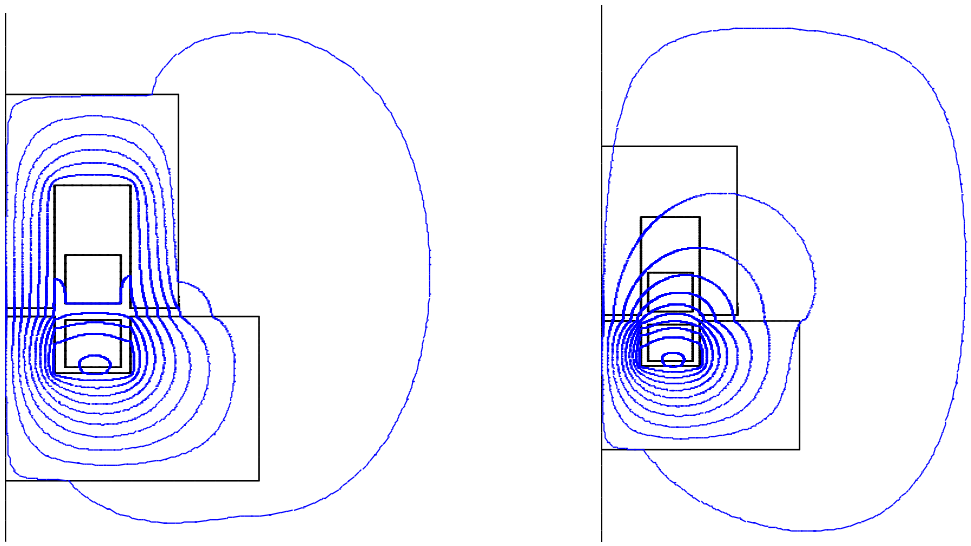
симулатор *FLUX 2D* и *FLUX 3D*. Същата постановка се използва за анализ на електромагнитните процеси в „активната“ зона (зоната покрита от приемната намотка) и „свободната“ зона (зоната непокрита от приемната намотка). Допълнително, чрез компютърни симулации може да се отчете влиянието на различни материали, влизащи в състава на магнитните вериги и намотките.



Фиг. 4.3. *Геометрична постановка, използвана при компютърния анализ на E- образна форма на предавателна и приемна части.*

Компютърният анализ показа, че най-благоприятната конфигурация за този тип *ЛБПЕ* е феритна сърцевина за приемната магнитната верига, профилирана медна тръба за приемната намотка, *МДМ* (*Fluxtrol 40*) за предавателната магнитната верига и литцендратен проводник за предавателната намотка.

На фиг. 4.4а е представен резултатът от компютърната симулация - разпределението на линиите на магнитното поле за "активната" част на *ЛБПЕ*, при разстояние между предавателната и приемна част *1,5* мм. Товарът е със следните параметри - индуктивност *117* nH и съпротивление *0,104* Ω. Тъй като, с известни приближения, предавателната характеристика на *ЛБПЕ* е линейна, по отношение на токовете в двете части, то оценката на разсеяния поток може приблизително да се изчисли чрез съотношението на броя на магнитните линии, затварящи се в самите намотки. Може да се направи извод, че в „активната“ част има значителен разсеян поток, който се дължи на използването на литцендрат за предавателна намотка (*36* % от магнитните линии се затварят само в тази намотка).



а) *б)*

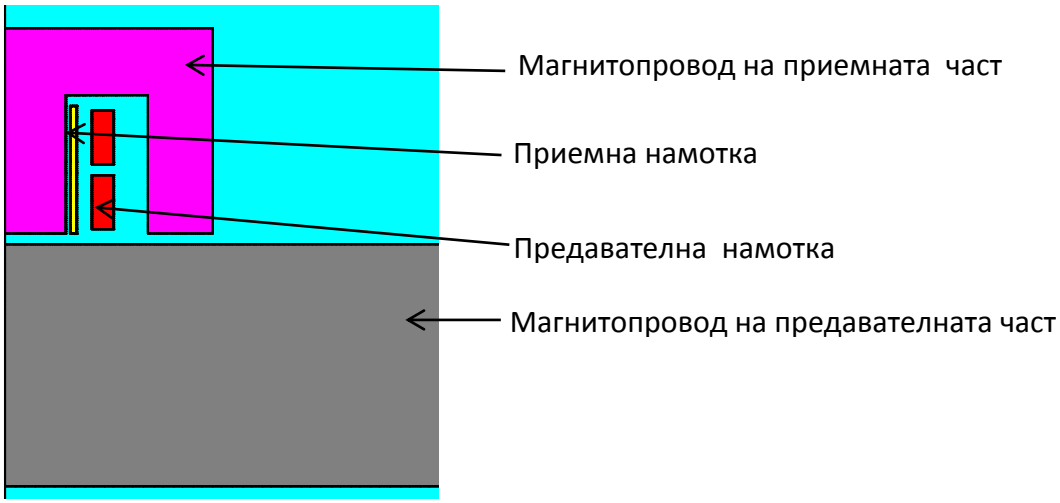
Фиг. 4.4. *Компютърен анализ на ЛБПЕ с Е-образна форма на предавателната и приемна части при въздушна междина 1,5 мм.: а) - линии на разпределението на магнитното поле в „активната“ зона; б) - разпределение на магнитното поле в „свободната“ зона.*

Магнитното поле в „свободната“ зоната е представено на фиг. 4.4б. Приемната намотка не участва във формирането на електромагнитното поле (независимо, че е изобразена на фигурата). Тъй като предавателната намотка е обхваната с магнитопровод от три страни, плътността на магнитните линиите около нея е относително висока. Това води до голяма индуктивност на разсейване в „свободната“ зона, което предопределя високо захранващо напрежение и нисък фактор на мощността на *ЛБПЕ*.

4.2.1.2. Плосък магнитопровод на предавателната част и Е-образен на приемната

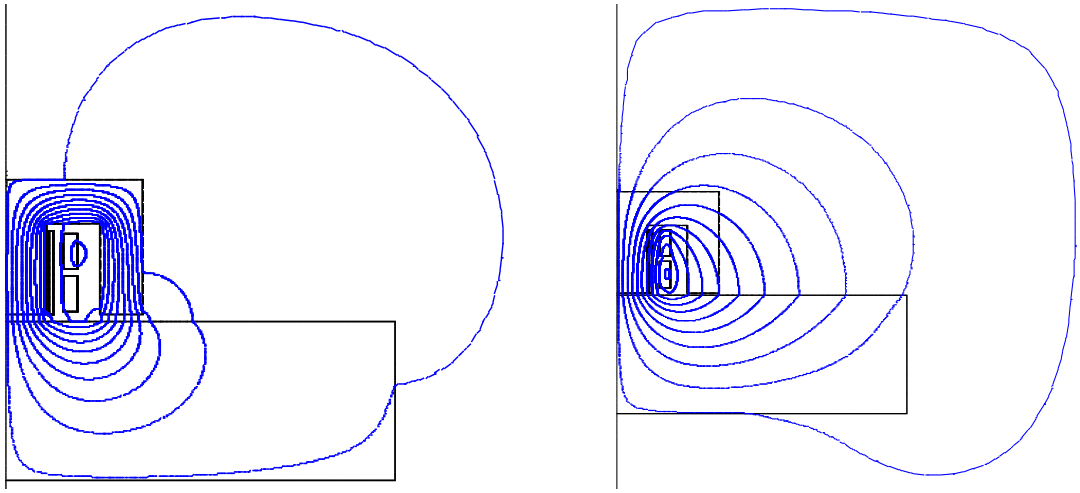
На фиг. 4.5 е представена геометричната форма, използвана при компютърната симулация с плосък магнитопровод на предавателната част и *Е*-образен на приемната. Постановката на анализа е същата, както в т. 4.2.1.1.

Резултатите от компютърната симулация показват, че най-благоприятният вариант за този тип *ЛБПЕ*, е феритна сърцевина за приемната магнитната верига, медна шина за приемната намотка, *МДМ* (*Fluxtrol 40*) за предавателната магнитната верига и литцендратен проводник за предавателната намотка. Предавателната намотка може да е с две навивки с цел съгласуване с *ВЧ* генератор и/или товара, с което се избягва допълнителен съгласуващ трансформатор.



Фиг. 4.5. *Геометрична постановка, използвана при компютърния анализ на плосък магнитопровод на предавателната част и Е-образен на приемната.*

На фиг.4.6а са представени линиите на магнитното поле в „активната“ зона, при разстояние между предавателната и приемна намотка *1,5* мм. От фигурата става ясно, че в тази зона има значително по-малък разсеян поток. В сравнение с варианта, представен на фиг. 4.4а, тук само *18* % от магнитните линии се затварят през предавателната намотка, при *36* % на фиг. 4.4а.



а) *б)*

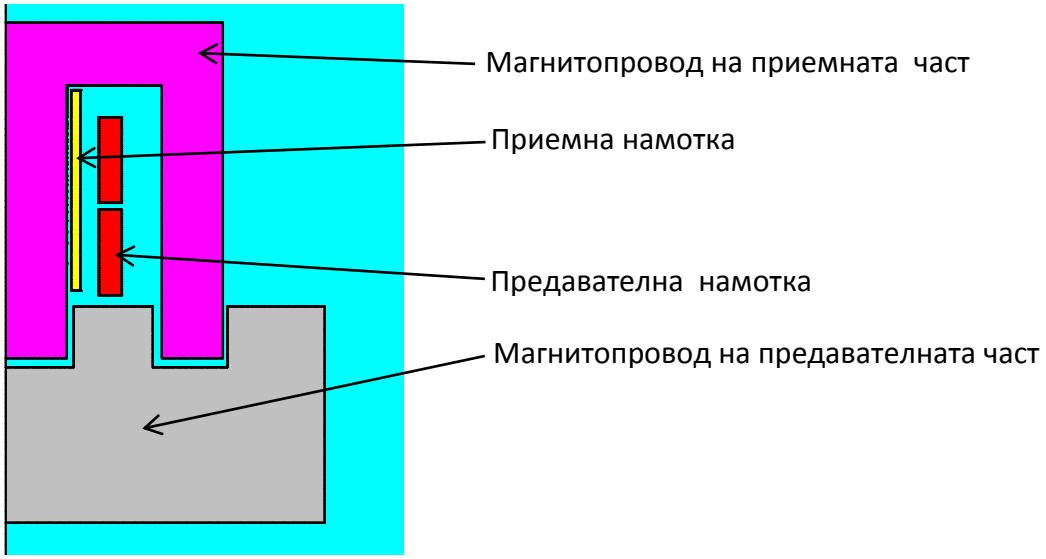
Фиг. 4.6. *Компютърен анализ на ЛБПЕ с плоска форма на предавателната и Е-образна форма на приемната части при въздушна междина 1,5 мм. а) - линии на разпределението на магнитното поле в „активната“ зона; б) - разпределение на магнитното поле в „свободната“ зона.*

Фиг.4.6б представя разпределението на магнитните линии в "свободната" зона. Тъй като предавателната намотка е обхванатa от магнитопровод само от едната страна, плътността на магнитните линиите е

много по-малка. Ако тя е с една навивка, разсеяният поток ще бъде много по-малък, отколкото при варианта, представен на фиг. 4.3. В случая, предавателната намотка има две навивки и разсеяният магнитен поток е *4* пъти по-голям, в сравнение с еднонавивковия вариант.

4.2.1.3. Инвертирана Е-образна форма на предавателната част и Е-образна на приемната

На фиг. 4.7 е представена формата, използвана за компютърна симулация на инвертиран *Е*-образен магнитопровод на предавателната част и *Е*-образна форма на приемната. Тя е използвана за симулация на "активната" и "свободната" зони и за сравнение на различни материали за магнитните вериги и намотките.

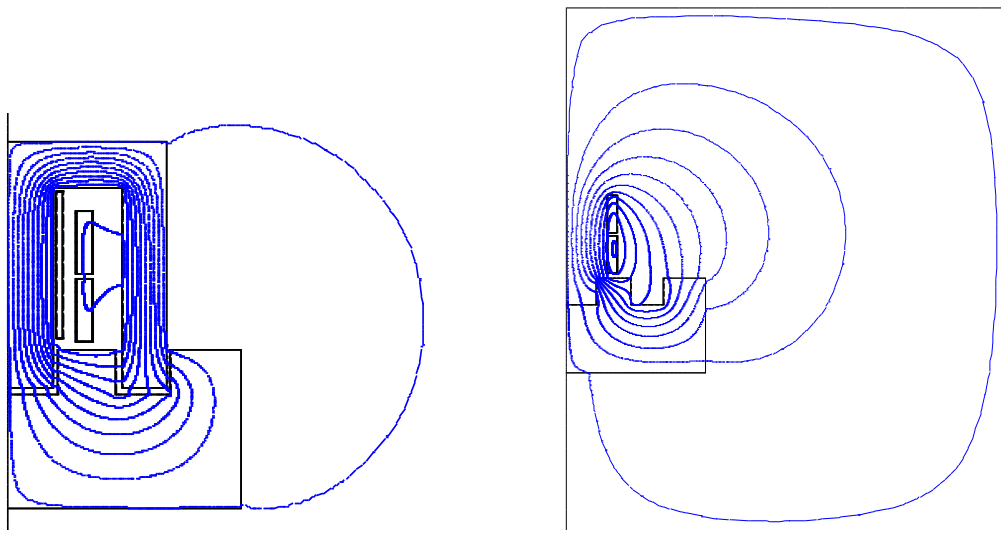


Фиг. 4.7. *Геометрична постановка, използвана при компютърния анализ на инвертирана Е- образна форма на предавателна и Е-образна на приемната части.*

Чрез компютърни симулации са изследвани различни материали за магнитопровод и намотки. За този вариант на *ЛБПЕ*, най-благоприятно е използването на феритен магнитопровод и медна шина за приемната част и магнитопровод от *Fluxtrol 40* и медна шина или литцендратен проводник за предавателната част. Предавателната намотка може да е с една или две навивки, с цел да се създаде възможност за съгласуване.

Резултатите от компютърното симулиране на „активната“ и „свободната“ зони от предавателната намотка, при *1,5* мм въздушна междина, са представени на фиг. 4.8. Разсеяният поток в „активната“ зона, който се затваря само през предавателната намотка, е около *9* % от общия магнитен поток - фиг. 4.8а. Това е значително по-малко от вариантите на фиг. 4.3 и фиг. 4.5. Много важно е, че магнитните силови линии се затварят не само вертикално, но и в страничната част на магнитопровода. Така се

увеличава ефективната площ на сечението, което води до намаляване на намагнитващия ток и по-малка чувствителност към промяна на въздушната междина между предавателната и приемна намотки.



а) *б)*

Фиг. 4.8. *Компютърен анализ на ЛБПЕ с инвертирана Е-образна форма на предавателната и Е-образна форма на приемна части при въздушна междина 1,5 мм.: а) - линии на разпределението на магнитното поле в „активната“ зона; б) - разпределение на магнитното поле в „свободната“ зона.*

На фиг. 4.8б е представено разпределението на линиите на магнитното поле в "свободната" зоната на предавателната част на *ЛБПЕ*. Предавателната намотка има магнитопровод само от едната страна и затова плътността на магнитните линии, които я пресичат, е много по-малка. Магнитна връзка в „свободната“ зона при инвертираната *Е*-образна форма, е по-малка в сравнение с варианта от фиг. 4.5.

4.2.1.4. Сравнение на ЛБПЕ с различна конфигурация на предавателната и приемна части

ЛБПЕ трябва да имат не само добри електрически параметри, гарантиращи висок *КПД*, но и да притежават слаба чувствителност към изменението на вертикалното разстояние между предавателната и приемна части. Всеки от представените в т. 4.2.1.1 – 4.2.1.3 варианти на *ЛБПЕ*, притежава специфични предимства и недостатъци. За оценка в табл. 4.1 са представени резултатите от изследването чрез компютърни симулации, при разстояние между намотките – *0,5 ; 1,0 ; 1,5* и *2,0* мм. Параметрите на *ЛБПЕ* са изчислени въз основа на обща дължина предавателната част *180* мм , при "активна" дължина *40* мм и "свободна" зона, съответно *140* мм. Входната мощност е *2,5* kW при честота *500* kHz. Вторичните ток и

напрежение се поддържат неизменени – U_2=*54,5* V, I_2=*141,5* A , при товарни параметри - индуктивност *117* nH и съпротивление *0,104* Ω (*cos φ = 0,270*).

Резултатите в таблицата потвърждават анализа, направен в т. 4.2.1.1 – 4.2.1.3, на базата на разположението и гъстотата на магнитните силови линии. Заслужава внимание фактът, че напрежението в "свободната" зона при *E*-образни предавателна и приемна части и предавателна намотка с една навивка, е значително по-високо, в сравнение с *2*-навивковата предавателна намотка и инвертирана *E*-образна форма на предавателния магнитопровод и *E*-образна на приемния. Друг важен извод е, че стойността на тока е повече от два пъти по-голяма при *ЛБПЕ* с *E*-образна форма на предавателната и приемна части, което е следствие от коефициента на трансформация *1:1*, вместо *2:1* за другите варианти.

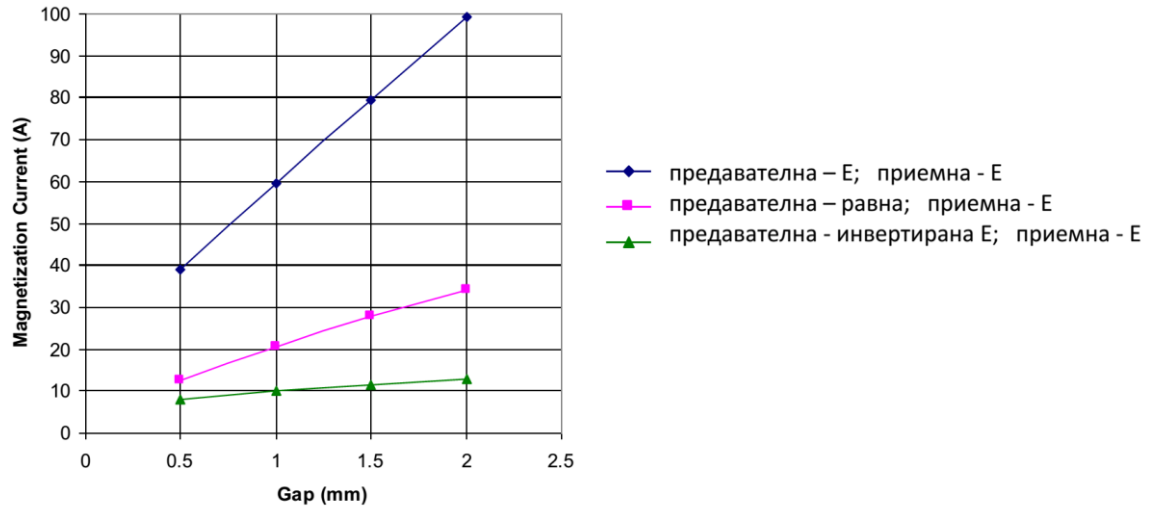
Табл. 4.1. *Сравнение на ЛБПЕ с различна конфигурация на предавателната и приемна части: U_{1A} – напрежение на „активната“ зона; U_{1C} – напрежение на „свободната“ зона; U_1 и I_1- захранващи напрежение и ток; I_{HT} – намагнитващ ток; S_1 – пълна мощност.*

Вариант на ЛБПЕ	w_1/w_2	Въздушна междина	U_{1A}, V	U_{1C}, V	U_1, V	I_1, A	I_{HT} A	S_1, кVA
E-образни форми на предавателната и приемна части	1:1	0,5	77,1	277	354	181	39,1	64,1
	1:1	1,0	82,3	308	390	201	59,5	78,4
	1:1	1,5	87,8	339	426	221	79,4	94,1
	1:1	2,0	93,4	369	462	241	99,2	111,3
Плосък предавателен магнитопровод и E-образен приемен	2:1	0,5	128	297	425	83,4	12,6	35,4
	2:1	1,0	128	325	454	91,3	20,5	41,5
	2:1	1,5	129	351	480	98,5	27,7	47,3
	2:1	2,0	129	374	504	105	34,3	52,9
Инвертиран E-образен предавателен магнитопровод и E - образен приемен	2:1	0,5	116	231	346	78,7	8,0	27,2
	2:1	1,0	116	237	352	80,9	10,1	28,5
	2:1	1,5	116	241	357	82.4	11.7	29.4
	2:1	2,0	116	245	361	83.7	13.0	30.2

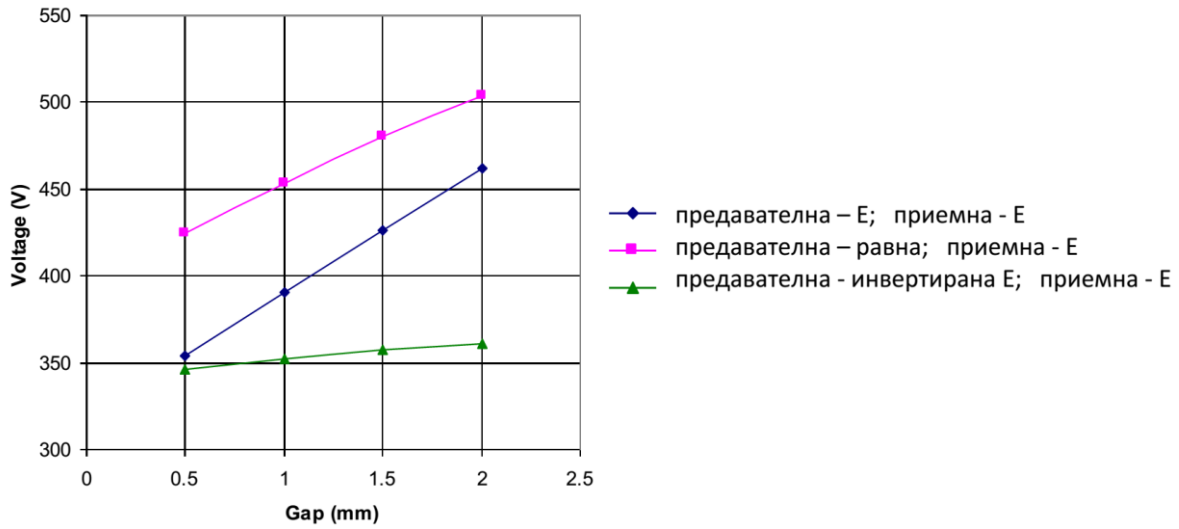
Основните параметри, чрез които може да се сравни чувствителността към разстоянието между предавателната и приемна части, за различните конфигурации на *ЛБПЕ*, са намагнитващия ток, напрежение и мощност на предавателната намотка. Токът на намагнитване показва с колко се увеличава тока през предавателната намотка и респективно, активните загуби. Напрежението U_1 определя загубите в магнитната верига на предавателната част. Мощността S_1 дава информация за пълната мощност на съгласуващия трансформатор или компенсиращия кондензатор, включени към предавателната част на *ЛБПЕ*.

На фиг. 4.9 - фиг. 4.11 са представени зависимостите на намагнитващия ток, входните напрежения и мощност от разстоянието

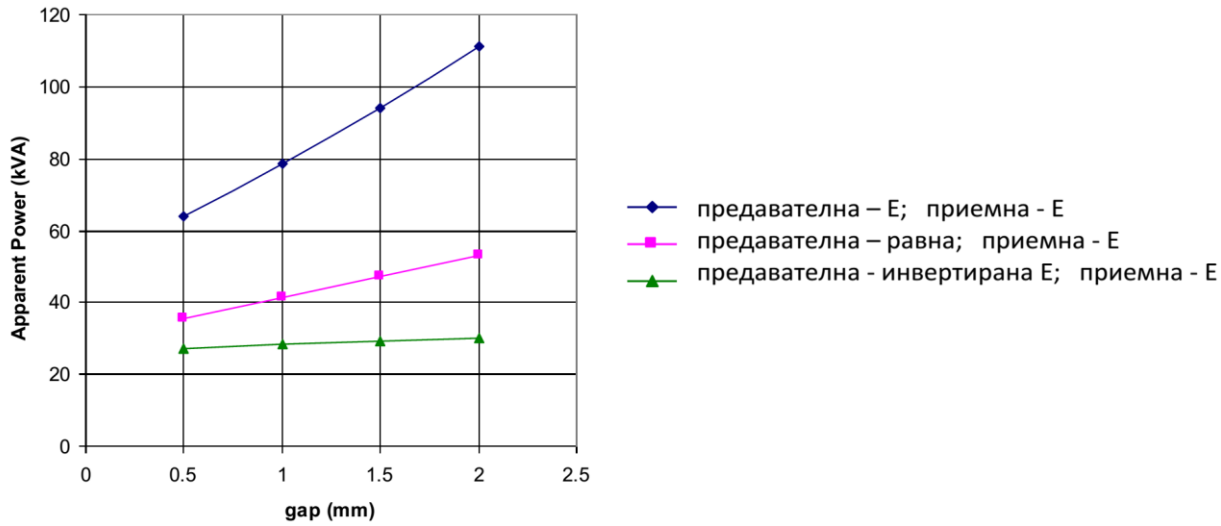
между предавателната и приемна части за различни конфигурации на *ЛБПЕ*. Най-малък е намагнитващият ток, входното напрежение и мощност при варианта с инвертиран *Е*-образен магнитопровод на предавателната част и *Е*-образен на приемната. Това се дължи на по-голямото еквивалентно сечение, през което се затваря магнитният поток и в следствие на по-добрия коефициент на връзка. Друг важен извод е, че степента на промяна на електрическите параметри от разстоянието между предавателната и приемна части, са значително по-малки в сравнение с останалите два варианта.



Фиг. 4.9. *Звисимост на намагнитващия ток от разстоянието между предавателната и приемна части.*



Фиг. 4.10. *Входно напрежение при изменение на разстоянието между предавателната и приемна части.*



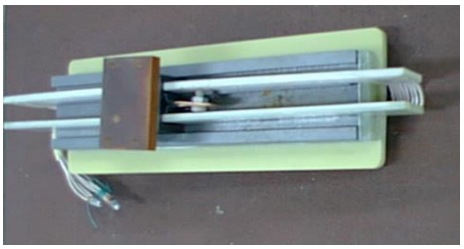
Фиг. 4.11. *Изменение на входната мощност на ЛБПЕ от разстоянието между предавателна и приемна части.*

Компютърните симулации в т. 4.2.1.3. показаха, че конструкцията на *ЛБПЕ* с инвертирана *Е*-образна форма на предавателната и *Е*-образна на приемната части, има най-благоприятни електрически параметри в сравнение с другите две изследвани конфигурации от фиг. 4.3 и фиг. 4.5. Важно за този вариант е, че притежава много по-ниска чувствителност към промяната на разстоянието между предавателната и приемна части, което е съществено изискване при различните технологични приложения.

4.3. Експериментално изследване на ЛБПЕ с инвертирана Е-образна предавателната и Е-образна приемна части

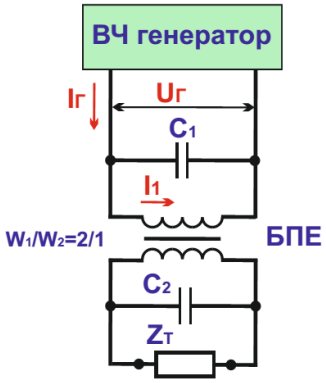
За пълното изследване на *ЛБПЕ* с инвертирана *Е* предавателната и *Е* приемна части са извършени реални експерименти. Електрическите параметри са в съответствие с тези от т.4.2. Предавателната намотка е в два варианта - с една и две навивки.

На фиг. 4.12 е представен изследваният *ЛБПЕ* с две предавателни навивки, всяка от които съдържа *4* паралелни литцендратни проводника - *1000 AWG 44* с външен диаметър *2,2* мм. За механично укрепване на намотката е използван стъклотекстолит със специално изработени канали. Магнитната верига на предавателната част е изработена от *МДМ* (*Fluxtrol 40*) с *6* мм дълбочина и ширина на каналите. Вторичната намотка е изработена от медна шина с дебелина *0,7* mm, изолирана чрез технологиите на праховото покритие. Приемната магнитната верига е съставена от *2* ферита *E42/33/20* от материал *3F3*. Дължината на първичната магнитната верига е *180* мм, а на вторичната *40* мм.



Фиг. 4.12. *ЛБПЕ с две предавателни навивки и една приемна* - $w_1=2$, $w_2=1$.

Електрическата схема, използвана при експерименталните изследвания на *ЛБПЕ* с две навивки на предавателната част, е представена на фиг. 4.13. Тя е проектирана така, че *ЛБПЕ* да е в състояние да бъде съгласуван с *ВЧ* генератор без използването на съгласуващ трансформатор и/или промяна на стойността на компенсиращия кондензатор, при разстояние между предавателната и приемна части в диапазона от *0* до *2* мм. В табл. 4.2 са обобщени експерименталните измервания при активно-индуктивен товар със съпротивление *120,7* mΩ и индуктивност *109,6* nH.



Фиг. 4.13. *Електрическа схема за изследване на ЛБПЕ* – $w_1=2$, $w_2=1$.

От резултатите в табл. 4.2 се вижда стабилността и постоянството на електрическите параметри, в целия диапазон на изменение на разстоянието между намотките. Това е предпоставка за стабилна работа и на останалите устройства в технологичното съоръжение (*ВЧ* генератор, товар, съгласуваща верига). Измерените стойности имат много добро съвпадение с резултатите от компютърното симулиране. Разликата в стойностите на тока през предавателната намотка е по-малко от *2*% за целия диапазон на въздушната междина. За напрежението тя е малко по-голяма (около *8*% по-висока за измерените стойности) и това се дължи на частта от предавателната намотка, която е извън зоните на магнитопровода (зоната на огъване между двете паралелни части на намотката и на изводите) и не се отчитат при симулацията. Ефективността на устройството е над *95*% за разстояние между предавателна и приемна част до *2* mm.

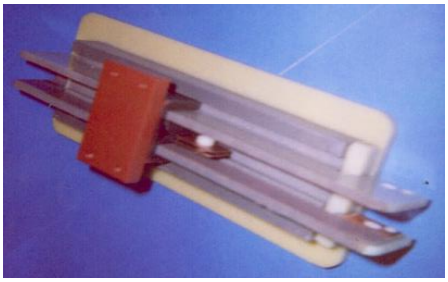
Поради относително ниския фактор на мощността на товара, токът в предавателната и приемна част на *ЛБПЕ* може да бъде значително намален

с помощта на компенсиращи кондензатори, включени в приемната част. Това ще доведе до намаляване на активните загубите в *ЛБПЕ* и допълнително, до увеличаване на общия *КПД*.

Табл. 4.2. *Електрически параметри на ЛБПЕ с две предавателни навивки и една приемна* - $w_1 = 2$, $w_1 = 1$.

Параметри на товара: $\cos\varphi_T$ = 0,314; R_T = 120,7 mΩ; L_T = 109,6 nH; f = 530 kHz: C_1 = 75,9 nF; C_2 = 0 nF,										
Въздушна междина, mm	P, W	$U_Г$, V	$I_Г$, A	I_1, A	$\varphi_{ГЕН}$	U_T, V	I_T, A	P_T, W	ΔP, W	КПД %
0	2529	363	7,4	76,2	-22	54,6	142,0	2432	96,7	96,2
0,5	2529	375	7,3	78,6	-22	54,4	141,6	2420	108,6	95,7
1	2529	382	7	81,6	-22	54,4	141,5	2417	111,8	95,5
1,5	2529	390	6,9	82,5	-21	54,4	141,4	2413	116	95,4
2	2529	394	6,8	84,9	-20	54,3	141,2	2405	124	95

На фиг. 4.14 е представен *ЛБПЕ* с една навивка на предавателната част, изработена от плоска медна шина с дебелина *0,25* mm и прикрепена към стъклотекстолит за подобряване на механичната устойчивост. Материалът на магнитопровода на предавателната част е от *Fluxtrol 40* с *6* мм ширина и дълбочина на каналите. Приемната намотка е от медна шина с дебелина *0,7* mm. Магнитната верига на приемната намотка е съставена от *2* ферита *E42/33/20* от материал *3F3*. Дължината на приемната магнитната верига е *40* mm, а на предавателната - *180* mm. Поради по-късата дължина и една навивка на предавателната част, в сравнение с варианта, представен на фиг. 4.12, индуктивността тук е по-ниска и това налага използването на съгласуващ трансформатор.



Фиг. 4.14. *ЛБПР с една предавателна и една приемна навивки – $w_1 = w_2 = 1$.*

В табл. 4.3 са представени експериментални резултати при разстояние между предавателна и приемна част от *0* до *3* mm. В този диапазон *ЛБПЕ* има стабилни електрическите параметри без да е необходима промяна на съгласуващите елементи – коефициент на трансформация или капацитет на компенсиращия кондензатор. Средният *КПД* е около *95%*.

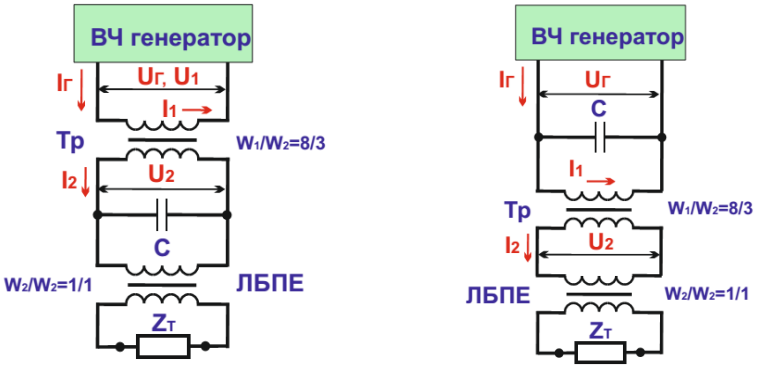
Табл. 4.3. *Електрически параметри на ЛБПЕ с w_1=1 и w_2=1 (индекс 1 се отнася за предавателната страна на ЛБПЕ и 2 – за приемната).*

Въздушна междина, mm	0	0,3	0,5	1	1,5	2	3
U1,V	128	129	129	130	132	137	142
I1,A	148	150	151	155	159	161	180
Cos 1	0,127	0,124	0,123	0,119	0,114	0,109	0,094
P1,W	2400	2402	2401	2396	2400	2402	2398
U2,V	53,9	53,3	53,0	51,7	50,5	49,8	44,0
I2,A	136	138	138	141	144	146	164
Cos φ2	0,314	0,314	0,314	0,314	0,314	0,314	0,314
P2,W	2307	2304	2299	2289	2288	2281	2265
P1-P2 ,W	93	98	102	107	112	121	133
КПД (%)	96,1	95,9	95,8	95,5	95,3	95,0	94,5

4.3.1. Съгласуване на ЛБПЕ с една предавателна навивка

След като са определени електрическите параметри на *ЛБПЕ*, целта тук е да се дефинира варианта за съгласуване, при който се получава максимален *КПД* на цялото устройство. В съответствие с електрическите параметри на *ВЧ* генератор, *ЛБПЕ* и товара, се използват различни методи за съгласуване, използващи съгласуващ трансформатор и последователни и/или паралелни кондензатори. Това е многостранна задача и правилното и решаване има съществено значение за добрите технико-икономически показатели на цялата система. За целта е разработен компютърен калкулатор, с който се прецизира и онагледява този процес.

На фиг. 4.15а е представен вариант, при който се използва съгласуващ трансформатор с преводно отношение *8:3*, компенсиращ кондензатор на първичната му страна и *ЛБПЕ* (w_1= w_2=1).



а) *б)*

Фиг. 4.15. *Електрическа схема на ЛБПЕ с w_1=w_2=1, съгласуващ трансформатор w_1/w_2=8/3 и компенсиращ кондензатор: а) - на първичната страна; б) - на вторичната страна.*

За автоматизиране на изчислителния процес, изведените съотношения са въведени в разработена на Exel изчислителна процедура - табл. 4.4. Резултатите от проектирането показват, че загубите на съгласуващия трансформатор са по-големи от тези на *ЛБПЕ* - *130* W (табл. 4.4), в сравнение със *107* W при *1* mm разстояние между предавателната и приемната части (табл. 4.3). Това се дължи на относително голямата стойност на пълната мощност - *20* kVA и по-ниската ефективност на *ЛБПЕ* с около *35*%. Тези условия са неподходящи за ефективната работа на съгласуващия трансформатор.

Табл. 4.4. *Проектиране на съгласуваща верига, съгласно фиг. 4.15а.*

Basic Trafo Properties				**Trafo Load Data**			**Secondary Compensation**
Lt	Rt	Prim Turns	Sec Turns	frequency	Rload	Lload (nH)	Output P	Capacitance
1510	0.031	8	3	5.30E+05	0.100	250	2400	0

Load Parameters			**Secondary Paramters**							
Xload	Zload	Iload	Voltage	Current	Volts/turn	cos(phi)	phi	Z2	R2	X2
0.832	0.838	154.9	129.8	154.9	43.3	0.119	83.1	0.838	0.100	0.832

Load parameters transferred to primary and stray reactance					**Resonant Circuit Parameters**		
KN	X2'	R2'	Z2'	Xt	Rres	Cres	
2.66667	5.92	0.71	5.96	5.03	7.024	355.9	

Input trafo parameters							
X1	R1	Z1	Voltage	Current	Volts/turn	Power	
10.94	0.74	10.97	637.2	58.1	79.6	2529.6	

Trafo Performance							
Kv	Core loss	Cu loss	Total loss	Eff.	KVA 2	KVA 1	KVA Eff
4.91	24.9	104.6	129.6	94.9%	20.11	37.02	54.3%

Resonant Circuit Parameters				
Complete Comp Cap	Phase -30	Phase +30	Resonant Contour Resistance	Z +/-30
27.3 nF	28.4	26.3	162.1	140.4

Generator Parameters			
Capacitance	Generator Current	Phase	Ztc
0.0 nF	58.1	86.1	11.0

Ако съгласуващият кондензатор се премести от първичната във вторичната страна на трансформатора - фиг. 4.15б, то мощността и загубите значително ще се намалят, защото през трансформатора се прехвърля само активна мощност. От резултатите в табл. 4.5 се вижда, че при капацитет на съгласуващия кондензатор *360* nF, *КПД* на трансформатора ще се увеличи до *99* %.

Табл. 4.5. *Проектиране на съгласуваща верига със съгласуващ кондензатор на вторичната страна на трансформатора.*

Basic Trafo Properties				Trafo Load Data			Secondary Compensation
Lt	Rt	Prim Turns	Sec Turns	frequency	Rload	Lload (nH)	Output P	Capacitance
1510	0.031	8	3	5.30E+05	0.100	250	2400	360

Load Parameters			Secondary Paramters							
Xload	Zload	Iload	Voltage	Current	Volts/turn	cos(phi)	phi	Z2	R2	X2
0.832	0.838	154.9	129.8	18.6	43.3	0.995	-5.7	6.989	6.955	-0.692

Load parameters transferred to primary and stray reactance					Resonant Circuit Parameters		
KN	X2'	R2'	Z2'	Xt	Rres	Cres	
2.66667	-4.92	49.46	49.70	5.03	7.024	355.9	

Input trafo parameters							
X1	R1	Z1	Voltage	Current	Volts/turn	Power	
0.11	49.49	49.49	344.7	7.0	43.1	2413.1	

Trafo Performance							
Kv	Core loss	Cu loss	Total loss	Eff.	KVA 2	KVA 1	KVA Eff
2.66	11.6	1.5	13.1	99.5%	2.41	2.40	100.4%

Resonant Circuit Parameters				
Complete Comp Cap	Phase -30	Phase +30	Resonant Contour Resistance	Z +/-30
0.0 nF	3.5	-3.5	49.5	42.9

Generator Parameters			
Capacitance	Generator Current	Phase	Ztc
0.0 nF	7.0	0.1	49.5

В табл. 4.6 са обобщени резултатите от експерименталните изследвания за схемата от фиг.15б. В първата част са представени мощността и честотата на *ВЧ* генератор, а във втората – на съгласуващия трансформатор. Основното предимство тук е, че общата ефективност на трансформатора и *ЛБПЕ* е около *95* %, при разстояние между предавателната и приемна част *1* мм.

На базата на извършеното компютърно проектиране и анализ и резултатите от експериментална работа могат да се формулират следните изводи:

- най-благоприятната конфигурация за магнитната верига на ЛБПЕ е използването на инвертирана Е-образна форма на магнитопровода за предавателната част и *Е*-образна за приемната част;

- вариантите на *ЛБПЕ* с еднонавивкова и двунавивкова предавателна намотка имат електрически *КПД*, близък до *95*% и стабилни параметри при разстояние между предавателна и приемна намотки от *0* до *3* мм. Първият вариант изисква съгласуващ трансформатор, докато вторият може да се включи директно към *ВЧ* генератор и товара;

Табл. 4.6. *Експериментални резултати в съответствие с фиг. 4.15б.*

Въздушна междина, mm	**0**	**0,3**	**0,5**	**1**	**1,5**	**2**	**3**
$P_{Г}$, W	2433	2435	2444	2450	2453	2448	2450
F, kHz	530	531	532	533	534	535	537
U_1,V	349	353	356	361	367	375	396
I_1,A	7,7	7,6	7,5	7,4	7,2	6,9	7,2
cos φ_1	0,899	0,902	0,906	0,910	0,914	0,937	0,848
P_1,W	2419	2421	2422	2416	2423	2423	2422
U_2,V	128	129	129	130	132	137	142
I_2,A	19,3	19,0	18,9	18,6	18,3	17,7	18,3
cos φ_2	0,975	0,982	0,985	0,989	0,992	0,989	0,925
P_2,W	2403	2405	2405	2399	2405	2405	2404
P_1-P_2,W	15,8	16,2	16,6	17,2	17,6	18,1	18,6
КПД $_{Тр}$, %	99,3	99,3	99,3	99,3	99,3	99,3	99,2

- при наличие на съгласуващ трансформатор важно е мястото на свързване на съгласуващите кондензатори. Значително по-висок *КПД* се получава, когато те са във вторичната му верига и през трансформатора се прехвърля само активната мощност.;

- получените експериментални резултати и компютърните симулации с програмните продукти FLUX 2D, FLUX 3D и Ansoft Maxwell, валидират разработената в гл. 2 и гл. 3 единна методика за анализ и проектиране, отчитаща връзката между електрическите и геометрични параметри на *ИБПЕ* и притежава удовлетворителна за практиката точност, не по-ниска от 5%.

ГЛАВА 5

БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ ЗА УЛТРАЗВУКОВИ ТЕХНОЛОГИИ

Безконтактните предаватели на енергия в честотния диапазон *20-50* kHz се използват за захранване на ултразвукови излъчватели с различно технологично предназначение, при които има необходимост от нагряване на диелектрични материали, предимно пластмаси. Например, за опаковки за хранително-вкусовата промишленост се използва многопластов материал и залепването става между слоевете от пластмаса или найлон, в медицината за изработване и залепване на пластмасови детайли, в автомобилната промишленост за свързване на пластмасови елементи от вътрешния комфорт на автомобила и др.

Ултразвуковите безконтактни предаватели на енергия (*УБПЕ*) позволяват да се избегнат проблемите, причинени от използването на плъзгащи се контакти, които имат ограничено време на живот, поради механично износване и електрохимичното разграждане и искрене в процеса на работа.

УБПЕ по своята същност е устройство, което прехвърля електрическата енергия от предавателната към приемната намотка, без да има директен контакт между тях. Разликата от стандартните трансформатори е, че приемната част се движи с относително висока скорост, а ЕМП се отличат със значително по-висока сложност. Поради неизбежната въздушна междина, електрическите параметри на *УБПЕ* са по-лоши, отколкото при класически трансформатор. Той има много по-висока реактивна мощност и еквивалентно повече реактивни елементи, което е предпоставка за допълнителни резонанси в работния честотен диапазон и влияние върху неговите характеристики.

5.1. Особености при проектирането на УБПЕ

УБПЕ е съставен от предавателна част, свързана с генератора и приемна част, която захранва ултразвуковия излъчвател. Разработената и изследвана система има следните параметри:

- входна мощност - *4* kW;
- работна честота - *25-35* kHz;
- максимално изходно напрежение - *1400* V;
- максимален изходен ток - *6* A;
- разстояние между предавателната и приемна част - *1,5 +/- 0,5* mm;
- *КПД > 90* %;
- ултразвуков излъчвател – *KHS 30-IP50-L* (*30* kHz), производство на фирмата *HERRMANN*.

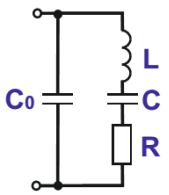
Съществуват специфични особености, свързани с проектирането на *УБПЕ*:

- параметрите на ултразвуковия излъчвател, като товар на *УБПЕ*, са с капацитивен характер и силно зависими от работната честота и технологичните условия;
- поради по-ниската работната честота, в сравнение с вариантите от т.4.1., магнитната индукция е с по-висока стойност, за да се получи необходимото напрежение *V*/навивка, в ограничения обем на предавателната и приемната части;
- изходното напрежение на *УБПЕ* е около *1000* V, което предопределя намотка с много навивки и надеждна електрическа изолация;
- въздушната междина между предавателната и приемна намотки намалява взаимната индуктивност и това води до относително голям ток на намагнитване;
- възможност за получаване на допълнителни нежелани резонанси;
- повишена чувствителност от параметрите на технологичния процес;
- амплитудата на вибрациите на ултразвуковия излъчвател за всеки товар се контролира чрез измерване на тока или напрежението му. В този смисъл, *УБПЕ* трябва да бъде "прозрачен" за генератора, който да има възможност да следи и поддържа съотношението между изходните и входните величини в определени граници.

5.1.1. Ултразвуковият излъчвател като товар на УБПЕ

Към изброените специфични моменти, касаещи проектирането, трябва да се прибавят и особеностите на ултразвуковия излъчвател като товар на *УБПЕ*. Връзката между механичните и електрическите му параметри се представят чрез схемата от фиг.5.1. Основните от тях са:

- C_0 - статичен капацитет, който се измерва при ненатоварен излъчвател;
- *C* - капацитет, определящ механичната еластичност на системата излъчвател - товар;
- *L* - индуктивност, еквивалентна на масата на излъчвателя;
- *R* - електрическо съпротивление, отразяващо отделената мощност в третирания материал чрез ултразвуковия излъчвател.



Фиг. 5.1. *Еквивалентна схема на ултразвуков излъчвател.*

Докато кондензаторът C_0 е почти неизменен при различни натоварвания, то стойностите на *C, L* и особено на *R* варират приблизително от *5* Ω на празен ход до *250* Ω под товар. Капацитетът C_0 трябва да бъде компенсиран с индуктивност, която обикновено се намира в ултразвуковия генератор. В практиката се използват двете възможности за компенсиране – последователно или паралелно [13, 120, 174].

Схемата от фиг.5.1 има две резонансни вериги в работния честотен диапазон. Резонансната характеристика на верига *C - L* е много стръмна поради високия качествен фактор. Ако *Co* се компенсира чрез допълнителна индуктивност *Lo* (за резонансната честота на *C-L*), то ултразвуковият излъчвател ще е в условията на последователен резонанс.

Паралелният резонанс се получава при по-висока работна честота. В този случай *C-L* веригата има индуктивна разстройка, която се компенсира от кондензатора *Co*. Стойността на еквивалентно съпротивление за паралелния резонанс е много по-голяма от тази на последователния. Оптималната, за технологичния процес работна честота, се избира от системата за управление на генератора в процеса на сканиране и работа, но за предпочитане е да е блика до последователния резонанс.

Тези разсъждения показват важността относно правилния избор на индуктивността и мястото на включване на компенсиращия дросел L_0. Когато *УБПЕ* се включи между генератора и ултразвуковия излъчвател, той ще повлияе силно върху характеристиките на системата. Необходимо е да се намерят подходящи взаимовръзки между амплитудата на механичните вибрации и измерените електрически параметри, което е обет на анализ на цялата система.

5.1.2. Размери на УБПЕ

Ограничителните условия за размерите на магнитопровода на приемната част са следните:

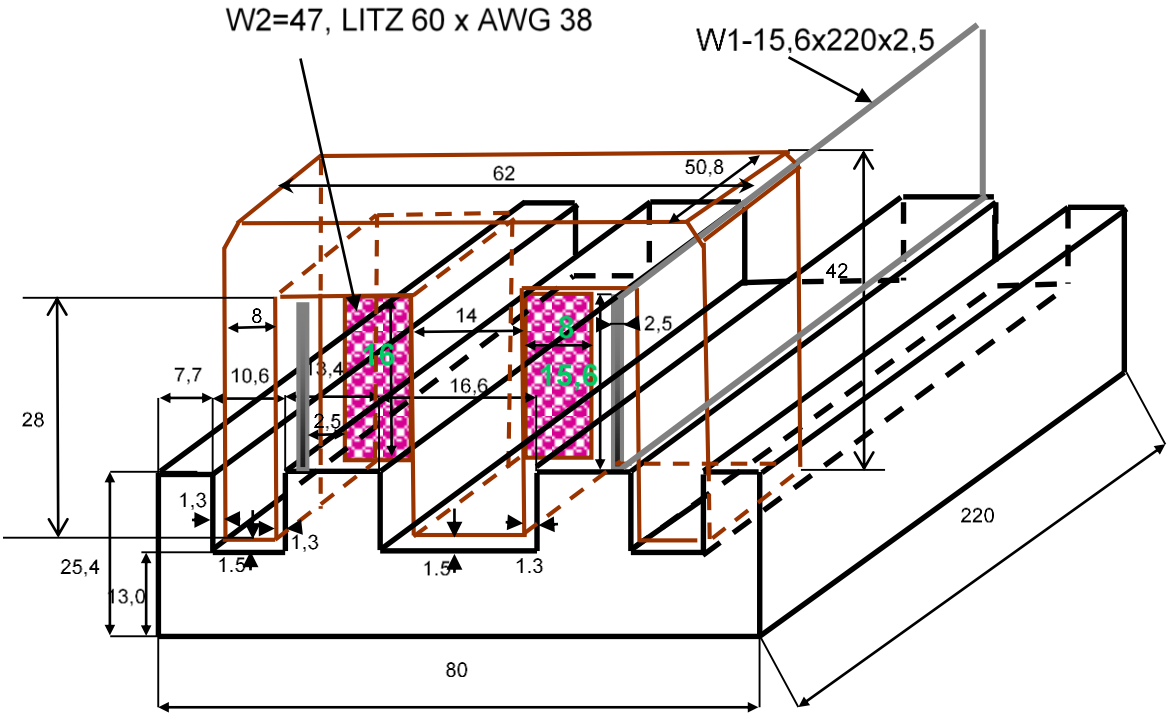
- налично пространство в подвижната част на изпълнителния механизъм;
- тегло и механична якост, в съответствие с динамичните характеристики на технологичния процес;
- допустима магнитна индукция и загуби;
- коефициент на магнитна връзка.

Може да се добави, че поради относително ниската честота, съществува опасност от насищане. В тези случаи, интензитетът на магнитния поток се намалява чрез по-голям брой навивки на приемната намотка, при което параметърът ампер-навивки се увеличава. По-големият ток увеличава загубите и в някои случаи поражда необходимост от водно охлаждане на предавателната намотка или значително увеличаване на височината й.

По отношение на размерите на магнитопровода, заслужава внимание и фактът, че страничните полюси на магнитопровода на предавателната част трябва да са достатъчно дебели, за да се избегне насищането им и да имат достатъчна механична якост.

Отчитайки горните съображения и входните електрически параметри, за проектирането на *УБПЕ* се използва методиката от т. 4.1.4. Анализирани са няколко конфигурации за магнитопроводите. Поради високото напрежение на ултразвуковия излъчвател, технически целесъобразен се оказа вариантът с инвертирана *Е*-образна форма за предавателната част и *Е*-образна форма на приемната.

На фиг.5.2 е представен разработеният *УБПЕ*. Ширината на магнитопровода на предавателната част е *80* mm, а общата дължина - *220* mm.



Фиг. 5.2. *Размери на разработения УБПЕ.*

5.1.3. Избор на материал за магнитопроводите на УБПЕ

Съществуват два вида магнитни материали, подходящи за използване за предавателната и приемна магнитни вериги на *УБПЕ* - ферити и *МДМ*. Инвертираната *Е*-образна форма на предавателния магнитопровод не е стандартна форма за феритите. Ако се използват феритни плочи, те трябва да бъдат обработени или произведени по поръчка. Друг вариант е, при който напречното сечение се синтезира като комбинация от отделни парчета.

Съществуват някои технико-икономически ограничения, като например:

- производството на нестандартни форми е скъпо;
- големите феритни блокове имат значителни отклонения в размера и геометрията;
- обработката на феритите е изключително трудно и скъпо и изисква специални инструменти;
- ако магнитопроводът е съставен, тогава ще е необходима механична конструкция, изискваща допълнителни разходи и пространство. Освен това, множеството монтажни въздушни междини ще доведат до намаляване на еквивалентната магнитна проницаемост;
- недостатък на феритите е ниската им работна индукция, която поставя допълнителни ограничения върху минималното сечение на магнитопровода.

МДМ се произвеждат в относително големи размери и лесно се обработват със стандартни инструменти. Поради това е възможно, магнитопроводът на предавателната намотка да се изработи като една част. *МДМ* имат не само подходящи електрически, но и добри механични качества - лесно се прикрепват към тялото на машината, в която се вграждат чрез стандартни скрепителни елементи, възможност за технологични отвори и др.

Съществуват пет вида *МДМ*, подходящи за магнитопроводи на *УБПЕ*: *Ferrotron 119* ($\mu=7$), *Ferrotron 559H* ($\mu=18$), *Fluxtrol 40* ($\mu=40$), *Fluxtrol 50* ($\mu=55$) и *Fluxtrol A* ($\mu=120$) [166]. По-голямата стойност на μ е за предпочитане, при изграждане на магнитопроводите, защото намалява намагнитващият ток. От компютърния анализ се установи, че материалите с $\mu>50$ не осигуряват забележимо намаляване на намагнитващия ток. Това се обяснява с преобладаващото влияние на магнитното съпротивление на въздушната междина в еквивалентната магнитна верига.

Табл. 5.1. *Сравнение на параметрите на Fluxtrol 50 и високочестотните ферити.*

Ферит	**Fluxtrol 50**
μ – много високо при B= 0,3-0,4 T	μ = 36 - max 55
малката работна индукция предопределя дебели полюси на магнитопровода	няма ограничение
ограничени размери и форма	възможни са всички форми и размери
силна зависимост на параметрите от въздушната междина	слаба зависимост на параметрите от въздушната междина
голям толеранс на размерите	размери с висока точност
трудно се асемблират към технологичното устройство	лесно монтиране към специфичната форма и обем на технологичното устройство

МДМ Fluxtrol A има най-голямо μ, но поради по-високите загуби и анизотропията (не еднаквост на параметрите в различните направления) не е за предпочитане. Материалът *Fluxtrol 50*, притежава най-добри комплексни параметри за магнитопровод на предавателната част. В табл.5.1 е представено сравнение на параметрите му с тези на феритите.

5.1.4. Предавателна и приемна намотки

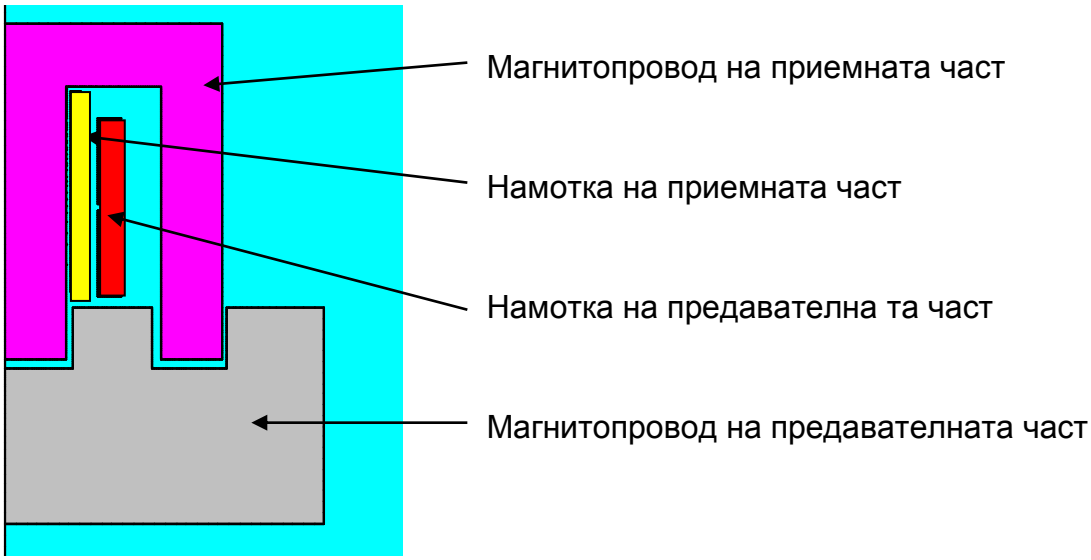
При избраната конструкция на *УБПЕ* (фиг.5.2), предавателната намотка е добре да се изработи от една навивка от медна шина с достатъчна механична якост и сечение. Приемната намотка е многонавивкова в съответствие със значително по-високото изходно напрежение. Проводникът трябва да е от литцендрат *AWG 38* (за честота - *30* kHz) с брой на жилата, съответстващ на протичащия ток.

5.2. Компютърен анализ на УБПЕ

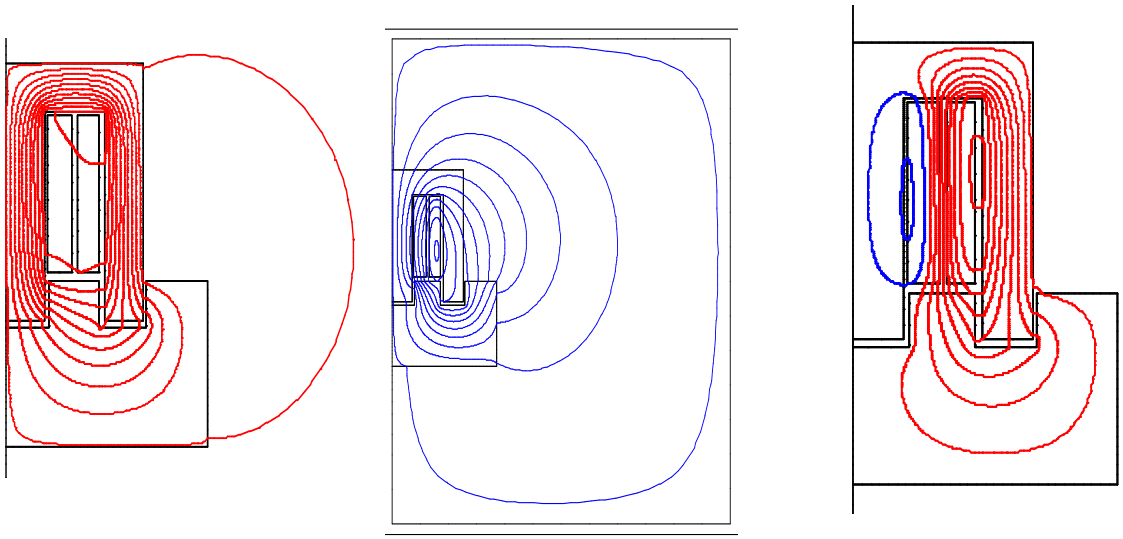
Компютърният анализ е извършен с програмата *Flux 2D/3D* и има следните основни задачи. Да се изследва влиянието на геометричните размери, конфигурация и материалите за магнитопровод на *УБПЕ* върху електромагнитните параметри на устройството. Важна задача е изследване на влиянието на условията на натоварване (като фаза и стойност на вторичния ток) върху интензитета на магнитния поток, намагнитващия ток и др. И на трето място, получаване на симулационни резултати, които да бъдат изследвани и потвърдени експериментално с цел приложението им при проектирането и инженерната практика.

На фиг. 5.3 е представена геометричната конфигурация на изследвания *УБПЕ* - инвертирана *Е*-образна форма на предавателния магнитопровод и *Е*-образна на приемния. Тя се използва и за анализ на "активната" (покрити от приемната намотка) и "свободната" (непокрити от приемната на намотка) зони. Използвайки тази постановка, е възможно също да се сравни влиянието на различните материали за магнитните вериги и намотки върху еквивалентните параметри на *УБПЕ*.

На фиг. 5.4 са представени резултатите от *2D* симулация с материал за предавателната и приемната магнитни вериги *Fluxtrol 50*, медна шина за предавателната намотка и литцендрат за приемната. Активната зона на *УБПЕ*, по принцип е *3D*, но е възможно да се използва и *2D* симулация, поради много по-малките стойности на въздушната междина в сравнение с дължината на магнитната верига. Сравнението на резултатите от симулацията с измерванията на параметрите чрез анализатор на импеданс, потвърди това предположение.



Фиг. 5.3. *Геометрична конфигурация за анализ на УБПЕ с инвертирана Е-образна предавателна и Е-образна приемна части.*



а) *б)* *в)*

Фиг. 5.4. *Разпределение на магнитния поток при 1 мм. въздушна междина: а)-активна зона, опит на празен ход; б)-свободна зона; в)-активна зона, опит на късо съединение.*

Фиг.5.4 представя разпределението на линиите на магнитния поток при въздушна междина *1* mm. Заслужава внимание интензитетът им в обема между предавателната и приемна части. Дълбоките канали в предавателния магнитопровод помагат за намаляването на намагнитващия ток и промяната на електрическите параметрите с промяната на въздушната междина. Чрез резултатите от симулациите от фиг. 5.4 се изчисляват параметрите на *УБПЕ* като *4*-полюсник, за различни материали и геометрични размери.

5.3. Експериментално изследване на УБПЕ

Разработеният и изследван *УБПЕ*, съгласно размерите от фиг.5.2 е представен на фиг.5.5. За магнитопровод на предавателната част е използван *Fluxtrol 50*. Приемната част е в два варианта – от *Fluxtrol 50* и от два ферита *E 65/32/27*, материал *N27* [166].



Фиг.5.5. *УБПЕ с магнитопровод от Fluxtrol 50 на предавателната и приемната част.*

5.3.1. Съгласуване на УБПЕ с ултразвуковия генератор и товара

Две са основните условия, които трябва да се съобразяват при оптималното съгласуване на ултразвуковата система:

- възможност за регулиране на тока и мощността на товара на основата на връзката между входния и изходния ток на *УБПЕ*;
- минимална мощност на входа на *УБПЕ*, което води до по-малки загуби и минимизиране обема на съгласуващия трансформатор и кондензаторната батерия на изхода на генератора.

За удовлетворяване на първото условие е необходимо импедансът на взаимната индуктивност да бъде колкото е възможно по-голям. Тогава изходният ток на *УБПЕ* ще е равен на входния, отчитайки коефициента на трансформация, т.е генераторът може директно да следи и регулира товарния ток. Има три възможности за увеличаване на импеданса на взаимната индуктивност и намаляване на намагнитващия ток:

- увеличаване броя на предавателните навивки;
- по-дълга приемна част;
- по-голяма площ на каналите, в които се затваря магнитния поток.

Второто условие има връзка с размерите на устройството, дефинирани от мястото за вграждане в технологичния обект. Дължината на предавателната част на *УБПЕ* се определя от технологичния процес. Напречното сечение на приемната част подлежи на оптимизация, в съответствие с допустимите електромагнитни параметри. Размерите на канала в предавателната част най-точно се прецизират чрез компютърна симулация.

За намаляване на загубите на *УБПЕ* са възможни следните подходи:

- използване на литцендратен проводник. Това е свързано с по-сложна изработка на предавателната намотка. При честота *28* kHz дълбочината на проникване в медта е равна на *0,4* mm и може да се използва *AWG38*;
- оптимално проектиране на предавателната намотка с по-голямо напречно сечение;
- подобряване на зоната на магнитна връзка и намаляване на намагнитващия ток.

Поради големият брой електрически и магнитни параметри на еквивалентната схема и критерии за оптимизация, при проектирането на съгласуващата верига е необходимо да се отчетат специфичните особености на всеки от съставящите я елементи. Съгласуващият трансформатор има много добър коефициент на връзка и малка индуктивност на разсейване. Той може да бъде считан за идеален и участието му в еквивалентната схема да е само с коефициента на трансформация. *УБПЕ* трябва да се разглежда като "лош" трансформатор с въздушна междина в магнитната верига и голяма разсеяна индуктивност на намотките, особено на предавателната, поради значителна индуктивност на „свободната“ зона.

Традиционната еквивалентна схема за всеки трансформатор е *Т*-образната (фиг.5.6а), където *Zt1*-импеданс на предавателната намотка; *Zt2* - импеданс на приемната намотка, *Zt0* - импеданс на взаимната индуктивност, даващ информация за качеството на магнитната верига. Друга заместваща схема е *П*-образната (фиг.5.6б), където *Zp1* и *Zp2* – входен и изходен паралелен импеданс и *Zp0* - последователен импеданс на взаимната индуктивност.

Физическата интерпретация на схемата от фиг.5.6б е различна. Импедансите *Zt1* и *Zt2* от *Т*-образната схема представят спада на напрежението в *УБПЕ*, поради индуктивностите на разсейване, а *Zt0* дефинира намагнитващия ток. Еквивалентната схема от фиг.5.6б е дуална на схемата от фиг.5.6а. Импедансите *Zp1* и *Zp2* определят тока от индуктивностите на разсейване на предавателната и приемна намотки, а *Zp0* – общия спад на напрежение върху *УБПР*.

И двете схеми имат еднотипни характеристики и техните параметри могат да бъдат определени чрез *3* независими опита (четвъртият се използва за проверка):
- опит на празен ход на предавателната намотка;
- опит на късо съединение на предавателната намотка;
- опит на празен ход на приемната намотка;
- опит на късо съединение на приемната намотка.



а) *б)*

Фиг. 5.6. *Еквивалентна схема на УБПЕ: а) Т-образна ; б) П-образна*.

Връзката между параметрите на двете схеми се дава с изразите:

$$Zp0 = Zt1 + Zt2 + Zt1Zt2/Zt0$$
$$Zp1 = Zt1 + Zt0 + Zt1Zt0/Zt2$$
$$Zp2 = Zt2 + Zt0 + Zt2Zt0/Zt1 \qquad (5.1)$$

Импедансът *Zt0* играе ключова роля в характеристиките на *УБПЕ* и теоретично стойността му трябва да бъде възможно най-голяма. За трансформатор с идеална магнитна верига *Zt0* има безкрайно голяма стойност.

Въпросът, който възниква при разглеждането на схемите от фиг.5.6, е следният - необходимо ли е да се използва паралелен съгласуващ дросел за компенсиране на вътрешния капацитет на ултразвуковия излъчвател? Подтекстът на този въпрос е - може ли *УБПЕ* да се проектира така, че да играе ролята и на дросел?

В отговор на въпроса могат да се формулират следните предимства и недостатъци относно съгласуването без дросел.

Предимства:

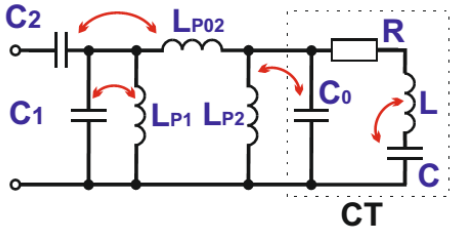
- по-малко реактивни елементи в общата схема;
- по-малка индукция и ток в предавателната част на *УБПЕ*, поради взаимното компенсиране на капацитета на ултразвуковия излъчвател и индуктивността на *УБПЕ*;
- намалена пълна мощност на понижаващия трансформатор.

Недостатъци:

- увеличен ток през приемната част на *УБПЕ*, в съответствие с компенсиращия ток на ултразвуковия излъчвател.

Проведеното изследване показа, че при всички случаи, когато се постига съгласуване, импедансът на ултразвуковия излъчвател варира в относително тесен диапазон - съгласно фиг.5.1 $R = 220\text{-}290\ \Omega$ и $Co = 27\text{-}35$ nF. Логично е да се вземат средни стойности за $R = 250\ \Omega$ и $Co = 30$ nF, които да се използват при проектирането на *УБПЕ*. При честота *29* kHz, съпротивлението на C_0 е равно на *180* Ω, а общият импеданс на ултразвуковия излъчвател е $Z = 75{,}5 - j\ 125$. Той може да бъде представен и като паралелно свързани $R = 250\ \Omega$ и $Xc = 180\ \Omega$.

За анализ и проектиране на общата компенсираща верига, по-подходяща е *П*-образната схема на *УБПЕ* – фиг. 5.7. За компенсиране на вътрешния капацитет C_0, на приемната страна трябва да има частичен резонанс между Z_{P2} и X_{C0} = *125* Ω, т.е. Z_{P2} = *125* Ω, което има отношение към проектирането на *УБПЕ*. Ако на входа на *УБПЕ* допълнително се включи паралелен кондензатор C_1 за компенсиране на L_{P1}, то реактивната част на еквивалентната схема " C_1 +*УБПЕ* + *Co*" ще представлява дросел с импеданс Z_{P02}. Целесъобразно е той да се компенсира с последователен кондензатор C_2, включен на изхода на генератора и за работната честота трябва да има импеданс равен на Z_{P02}, При спазване на този алгоритъм за съгласуване, напрежението на ултразвуковия генератор е равно на изходното напрежение на *УБПЕ*. Токът на генератора съвпада с тока през ултразвуковия излъчвател, компенсиран със стандартен дросел, в традиционната електрическа верига на използване без *УБПЕ*. Незначителна разлика ще се получи от активните загуби, която може да се преодолее с допълнителна настройка на системата.



Фиг. 5.7. *Схема за компенсиране на УБПЕ.*

При едни и същи коефициенти на трансформация на понижаващия трансформатор и *УБПЕ*, всички електрически параметри на генератора и ултразвуковия излъчвател ще имат същите стойности, както при система без *УБПЕ*.

Съществуват ограничения и проблеми, възпрепятстващи постигането на пълната компенсация:

- ограниченията в размерите, свойствата на материала и натоварването на компонентите на *УБПЕ* често пъти води до невъзможност за получаване на необходимите стойности на *Zp1* и *Zp2*;
- пълното компенсиране е валидно само за определена честота. Промяната на работната честота през технологичния процес, води до разстройка на резонансните кръгове и непълно компенсиране на *Zp1*, *Zp2* и *Zpo*;
- стойностите на *Zp1*, *Zp2* и *Zpo* силно зависят от разстоянието между предавателната и приемна намотки. Това влияние може да бъде елиминирано чрез подходяща конфигурация на магнитните вериги на *УБПЕ*;

- стойностите на *Zp1*, *Zp2* и *Zpo* слабо зависят от нивото на мощността. Това влияние е практически незначително, когато за магнитопроводи се използват материалите *Fluxtrol* или *Ferrotron*, поради слабата зависимост на магнитната им проницаемост от магнитната индукция.

Целта на извършената експериментална работа е да се определи най-доброто съгласуване, *КПД* и амплитуда на вибрациите на ултразвуковия излъчвател, при различни електрически и механични параметри на технологичната система. Изследвани са три коефициента на трансформация (понижаващ трансформатор – *УБПЕ*): *42: 1: 1: 42*; *47: 1: 1: 47* и *50: 1: 1: 50*. Амплитудата на вибрациите е измерена с помощта на динамичен вибрационен сензор. При оптимална настройка, амплитудата при празен ход и при натоварване трябва да е една и съща.

Използваният ултразвуков излъчвател *KHS 30-IP50-L* (*30 kHz*), производство на фирмата *HERRMANN* [166, 180] има следните параметри, съгласно фиг. 5.1:

- *Co* – капацитетът, измерен при *1* kHz е *20 + 1* nF. Тази стойност се увеличава с температурата и стареенето. Под товар при *28* kHz, капацитетът е с около *20*% по-висок, но не е възможно да се измери директно.

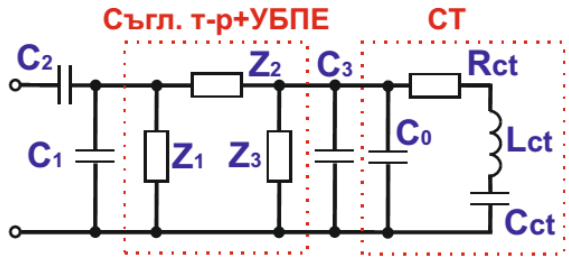
- *C* и *L* имат стойности *274* pF и *116* mH. Интервалът между последователния и паралелния резонанс е *200* Hz.

- *R* варира в широк диапазон между *5* Ω на празен ход и ≈ *250* Ω под товар, в зависимост параметрите на технологичния процес.

УБПЕ е проектиран и изработен, съгласно параметрите на ултразвуковата система, разгледани в т. 5.1.1. и фиг. 5.2. Анализирайки резултатите от експериментите се установи, че стойността на L_{P20} (фиг. 5.6б) е малка и съгласуващата верига може да претърпи известна промяна. Оптимизирането е извършено, съгласно фиг.5.8 при следните условия:

- измерване параметрите на ултразвуковия излъчвател при стандартната схема на включване – генератор, съгласуващ дросел, ултразвуков излъчвател.

- добавяне на понижаващ трансформатор + *УБПЕ* + съгласуващи кондензатори и измерване на същите параметри.



Фиг. 5.8. *Схема за оптимизиране на съгласуващата верига на УБПЕ.*

Табл. 5.2. *Резултати от оптимизирането на съгласуващата верига при коефициент на трансформация 50:1:1:50 и 42:1:1:42.*

Ултразвукова система	Амплитуда, mV	$P_{ГЕН}$, W	F, Hz	$I_{ГЕН}$,A
стандартна конфигурация с дросел 1,5 mH (без УБПЕ)	122	2760	28534	5,3
трансформатор + УБПЕ 42:1:1:42 C_2=48,8 nF C_1= 5,6 nF C_3 = 0	118	2140	28561	5,5
трансформатор + УБПЕ 42:1:1:42 C_2=44 nF C_1= 8,6 nF C_3 = 0	120	2814	28538	5,3
трансформатор + УБПЕ 42:1:1:42 C_2=48,8 nF C_1= 5,6 nF C_3 = 5,2 nF	200	2596	28562	5
трансформатор + УБПЕ 42:1:1:42 C_2= ∝ C_1= 11,2 nF C_3 = 0	100-200	2839	28487	5
трансформатор + УБПЕ 50:1:1:50 C_2=37,4 nF C_1= 3 nF C_3 = 0	124	2571	28560	5,3

Резултатите от табл.5.2 показват, че кондензаторът C_2 има относително голяма стойност (не влияе съществено) и е възможно съгласуването да се осъществи само с кондензатора C_1. В тази връзка, в табл. 5.3 - 5.5 са обобщени изследванията при различни коефициенти на трансформация и стойности на C_1. Основната цел е постигане на еднакви амплитуди на вибрации на ултразвуковия излъчвател при празен ход и под товар.

Табл. 5.3. *Амплитуда на вибрациите на ултразвуковия излъчвател на празен ход и под товар при коефициент на трансформация 50:1:1:50 и различен капацитет на кондензатора* C_1.

50:1:1:50, въздушна междина 1,5 mm			
C_1, nF	Амплитуда - празен ход, mV	Амплитуда под товар, mV	$P_{ГЕН}$, W
2,95	1943	1941	2583
3,9	1948	1918	2482
4,9	1942	1872	2405
6,1	1945	1877	2380

Табл. 5.4. *Амплитуда на вибрациите на ултразвуковия излъчвател при празен ход и под товар при коефициент на трансформация 47:1:1:47 и различни кондензатори* C_1.

47:1:1:47, въздушна междина 1,5 mm			
C_1, nF	Амплитуда - празен ход, mV	Амплитуда под товар, mV	$P_{ГЕН}$, W
3,9	1939	2017	2570
6,1	1933	1977	2485
7,8	1932	1906	2384
10	1935	1908	2363

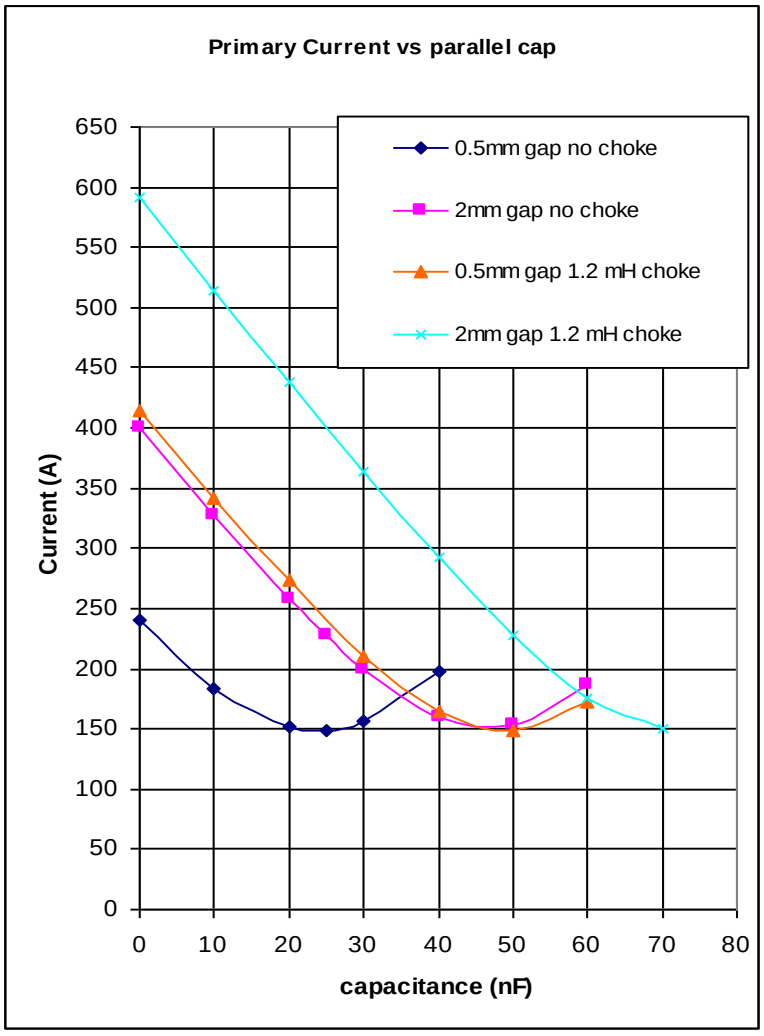
Табл. 5.5. *Амплитуда на вибрациите на ултразвуковия излъчвател на празен ход и под товар при коефициент на трансформация 42:1:1:42 и различни кондензатори* C_1.

42:1:1:42, въздушна междина 1,5 mm			
C_1, nF	Амплитуда - празен ход, mV	Амплитуда под товар, mV	$P_{ГЕН}$, W
10	499	530	3340
11	495	516	3285
14,3	495	511	3130
15	497	498	2957
16,6	495	472	2928

5.3.2. Изследване на влиянието на разстоянието между предавателната и приемни намотки върху параметрите на УБПЕ

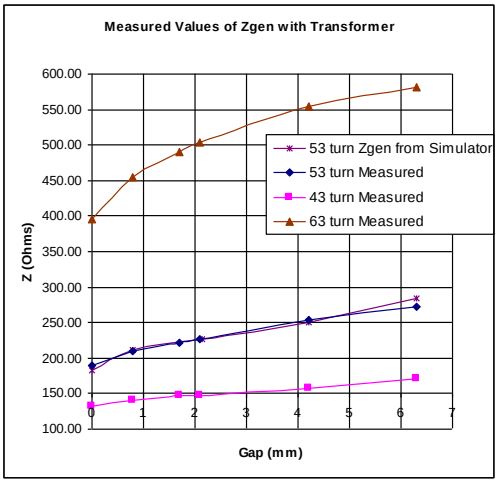
УБПЕ трябва да има не само благоприятни електрически параметри, но е необходима и слаба чувствителност към разстоянието между предавателната и приемна части. При анализа на системата в това отношение, се отчитат два основни параметъра - ток на генератора и импеданс.

На фиг.5.9 е представена зависимостта на входния ток на разработения УБПЕ (фиг.5.2 и фиг.5.5) от паралелния кондензатор за различни индуктивности на компенсиращия дросел (включително и без дросел). Токът има минимум (*150* A) за всяка комбинация от стойностите на въздушната междина и индуктивност на дросела. От тези характеристики също се вижда, че те имат еднакъв ход при наличие и отсъствие на дросел.

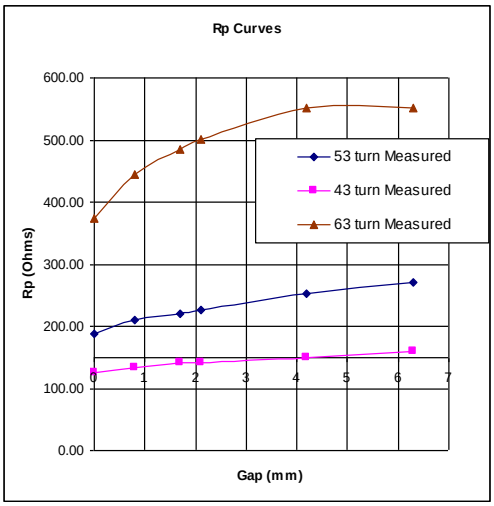


Фиг. 5.9. *Входен ток на УБПЕ във функция от паралелния съгласуващ кондензатор(C_1) и индуктивност на компенсиращия дросел.*

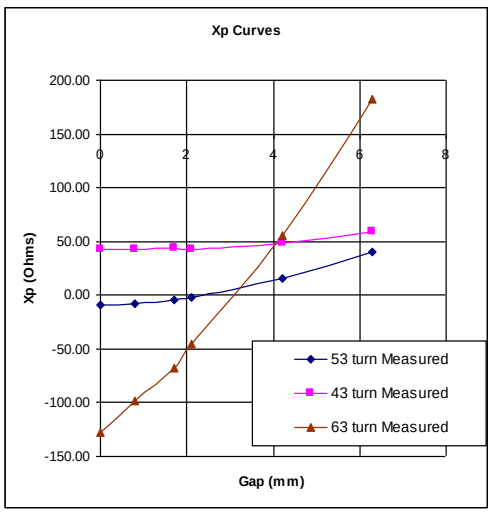
Графиките на фиг.5.10 представят натоварването на ултразвуковия генератор (*Z*, *R* и *X*) от изменението на въздушната междина при понижаващ трансформатор *49:1* и *18* nF паралелен кондензатор, за различни коефициенти на трансформация на *УБПЕ*. Стойността на импеданса нараства при увеличаване на въздушната междина. Тази чувствителност е значително по-малка за по-малките стойности на въздушната междина.



а)



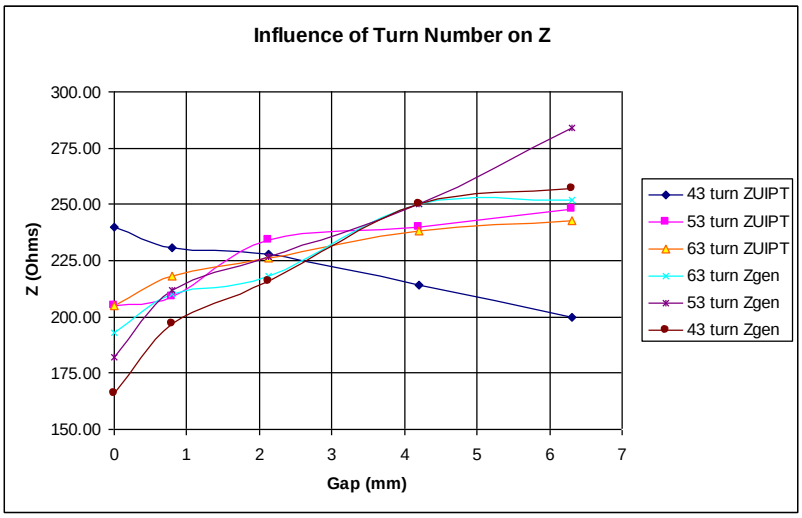
б)



в)

Фиг. 5.10. *Зависимост на товарния импеданс на ултразвуковия генератор от въздушната междина и броя навивки на приемната част: а) – пълно съпротивление; б) – активно съпротивление; в) – реактивно съпротивление.*

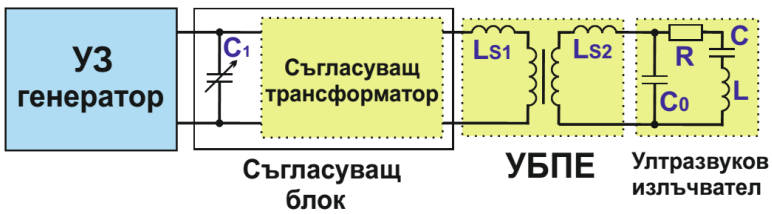
Фиг.5.11 представя зависимостта на импедансите на *УБПЕ* и генератора от въздушната междина, при различен брой навивки на приемната намотка. Влиянието на броя навивки е слабо за всички въздушни междини в диапазона от *1* mm до *3* mm.



Фиг. 5.11. *Импеданс на УБПЕ във функция от въздушната междина при различен брой навивки на предавателната част.*

От фиг. 5.10 и фиг. 5.11 става ясно, че при въздушна междина *1* mm - *3* mm, *УБПЕ* има стабилни параметри. Те са в съответствие с благоприятните режими на работа на ултразвуковия генератор. За предпочитане е приемната намотка да има *43* или *53* навивки, защото притежават по-добри параметри от варианта с *63* навивки.

На фиг.5.12 е представена блоковата схема на крайния вариант на разработената концепция на ултразвуковата система. Тя съдържа генератор, паралелен съгласуващ кондензатор, понижаващ високочестотен трансформатор, *УБПЕ* и ултразвуков излъчвател с товар.



Фиг. 5.12. *Блокова схема на ултразвукова система с УБПЕ без съгласуващ дросел.*

Извършената експериментална работа дава основание да се формулират следните изводи:

1.Технически най-целесъобразна геометрична конфигурация за реализиране на *УБПЕ*, е инвертираната *E*-образна предавателна магнитна

верига с една намотка и *E*-образна приемна магнитна верига с многонавивкова намотка.

2.Изследванията относно изменението на разстоянието между предавателната и приемна намотки, диапазона *0 - 3* mm, демонстрират добра стабилност на амплитудата и мощността на ултразвуковия излъчвател за всички коефициенти на трансформация.

3.Компенсирането на вътрешния капацитет на ултразвуковия излъчвател C_0 може да се осъществи чрез еквивалентните индуктивности на *УБПЕ*, без използването допълнителен дросел. Единственият съгласуващ елемент е кондензатор, включен паралелно на входа на понижаващия трансформатор.

4.Схемата има стабилни параметри и амплитуда, при коефициент на трансформация *50: 1: 1: 50* и стойността на $C_1 = 2.95$ nF. Въпреки това, коефициентът на трансформация *47: 1: 1: 47* е по-подходящ за практическо използване от *50: 1: 1: 50*, защото капацитетът на C_1 е по-голям и може да се изменя по-точно в динамичен режим чрез използването на електронни ключове [170, 179].

5. Най-голям капацитет има паралелният кондензатор, от *11* nF до *15* nF, при съотношение *42:1:1:42* за целия обхват на мощността. Недостатък тук е по-голямата магнитна индукция и завишените загуби в *УБПЕ* и понижаващия трансформатор.

ГЛАВА 6

БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ В МЕГАХЕРЦОВИЯ ЧЕСТОТЕН ДИАПЗАОН

Мегахерцовият честотен диапазон се използва за редица технологични приложения. Например, за нагряване на много тънки материали, предимно цветни метали с дебелина по-малка от *1* mm, за изработване и запечатване на опаковки за храни, напитки и др. Друго приложение е при индукционното закаляване на много тънки ленти, влизащи в състава на различни гумени изделия, с цел получаване на необходимата гъвкавост и еластичност, например автомобилните чистачки, гумени уплътнения, семеринги и др. Общото при тези иновативни приложения е, че изпълнителният орган е подвижен с две или три степени на свобода. За да се захрани с необходимото напрежение (най-често с честота над *1* MHz), е необходим високочестотен безконтактен предавател на енергия (*ВБПЕ*).

От извършения анализ на технологиите, изискващи енергия в мегахерцовия обхват, се установи, че максималната използвана честота е до *20* MHz. Има няколко специфични проблема, отнасящи се до разработката на *ВБПЕ*:

- при честоти над *1* MHz материалите, използвани за магнитопровод, могат съществено да променят електрическите параметри на *ВБПЕ* в резултат на по-големите загуби;
- поради ниския фактор на мощността на еквивалентните товарни параметри и високата честота, трябва да се включат компенсиращи кондензатори към приемната верига, т.е. на подвижната част, където пространството, обемът и теглото са много ограничени. Ако се добавят и високите напрежения и честоти, често пъти се получава трудна за решаване техническа задача;
- експериментите и измерванията при честоти в мегахерцовия обхват, имат своя специфика и точността им зависи от спазването на редица технически условия, свързани с опитната постановка и измерителната апаратура.

Успешното разработване на *ВБПЕ* се характеризира със следните етапи:

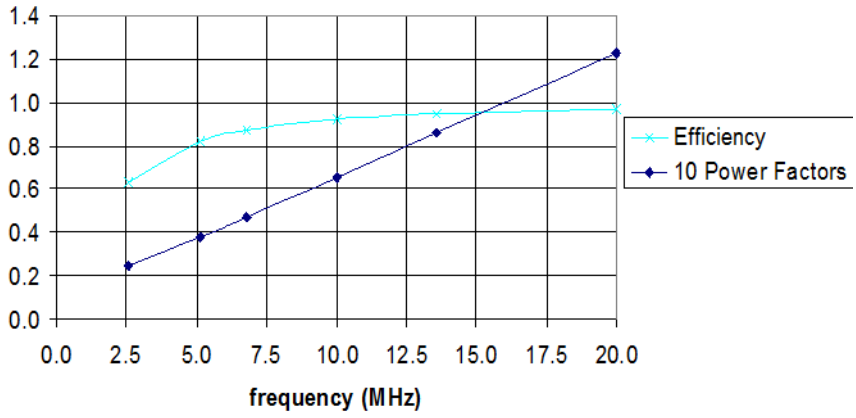
- оценка на възможността за разработване на *ВБПЕ* за честоти до *20* MHz;
- анализ на различни видове магнитни вериги и избор на оптималния вариант, съответстващ на приложението;
- анализ на честотните характеристики на еквивалентния товар, включващ технологичното устройство, компенсиращи кондензатори и връзката между тях;

- избор на компенсиращи кондензатори;
- оптимално съгласуване в диапазона на промяна на товарните параметри;
- адекватни електрически и температурни тестове.

6.1. Избор на работна честота

Работната честота е важен параметър и се определя в най-голяма степен от технологичния процес. В долната граница на мегахерцовия обхват има само няколко честоти, които могат да се използват за индустриални приложения – *6,28*; *13,56* и *27,12* MHz. Чрез компютърната програма *Flux 2D* е извършен анализ на *КПД* и фактора на мощност на входа на *ВБПЕ*, за честотния диапазон от *2,5* до *20* MHz и резултатите са представена на фиг.6.1. Еквивалентният товар има активно – индуктивен характер с параметри $Ri = 0,8\ \Omega$, $Li = 110$ nH.

При избора на конкретна честота се вземат под внимание следните основни параметри - напрежение и ток на товара, пълна мощност, *КПД* и входен фактор на мощността. Допълнително е необходимо да се отчете, че с увеличаването на честотата, за да се запази същата мощност, се увеличава напрежението на товара. Това може да доведе до проблеми с изолационните съпротивления и до по-голямо натоварване на магнитните материали (по-голяма магнитна индукция) и загуби в тях. Факторът на мощността определя пълната мощност, която се прехвърля през *ВБПЕ* или компенсира в изходната верига. От фиг.6.1 се вижда, че при честоти до *6,28* MHz, *КПД* и факторът на мощността имат малки стойности. При *13,56* MHz *КПД* е близко до своята максимална стойност, докато факторът на мощността е все още със сравнително малка стойност.



Фиг.6.1. *КПД и входен фактор на мощността във функция от честотата (стойностите на фактора на мощността са умножени с 10).*

Съществуват няколко технологични приложения на честота *27,12* MHz, предимно за много тънко повърхностно закаляване [5]. Тази честота

осигурява по-висок фактор на мощността на товара, но анализът показва, че стойността на изходното напрежението за промишлени приложения е твърде високо - около *1* kV. Освен това, при високите честоти капацитивните токове могат да бъдат значителни в резултат на вълнови ефекти. И не на последно място трябва да се отчете, че не се предлагат на пазара транзисторни генератори на тази честота, с изключение на лампови генератори. Ето защо, честотният диапазон до *13,56* MHz може да се избере като оптимален. Фирмата *HUETTINGER Electronic* [166] предлага транзисторни генератори от серията *PFG-RF Series* с мощност до *5* kW и честота до *13,56* MHz.

6.2. Магнитни материали за магнитопровод на ВБПЕ

Два типа магнитни материали е целесъобразно да се използват за магнитопровод на предавателната и приемна част на *ВБПЕ* - това са ферити и *МДМ*. Изборът на конкретен тип се базира на механичните му свойства, магнитната проницаемост, електропроводимост и загуби.

Mn-Zn ферити не могат да бъдат използвани за магнитопроводи при честоти около *13,56* MHz, защото имат ниско съпротивление и допустима електрическа напрегнатост. *Ni-Zn* или специални ферити, теоретично имат необходимите електрически и магнитни параметри, но се предлагат само в стандартни форми. Трудно се реализира най-често използвания вариант на инвертирана *E* форма за първичния магнитопровод на *ВБПЕ*. За да се конструира подобен магнитопровод от феритни плочи, те трябва да бъдат допълнително обработени или напречното им сечение да се синтезира от комбинация от няколко феритни части. Производството на феритни сърцевини с големи размери е скъпо и допълнително те трябва да се обработят с цел получаване на крайния размер. Почти е невъзможно да се направят технологични отвори и/или резби с цел закрепване и монтаж. Обработката на феритите е трудна, скъпа задача и изисква специални инструменти. Ако феритните сърцевини са направени от отделни части, са необходими допълнителни разходи и място за крепежната конструкция. Множеството монтажни въздушни междини, намалява еквивалентната магнитна проницаемост на магнитопровода.

МДМ се произвеждат в различни стандартни размери и лесно се обработват със стандартни инструменти. Това дава възможност магнитопроводът на предавателната част да се изработи като един компонент, с което се премахват допълнителните въздушни междини и крепежни елементи. Следователно, от гледна точка на техническата реализуемост, *МДМ* са предпочитан материал за магнитопровод на *ВБПЕ*.

По отношение на електромагнитните параметри, съществуват три типа *МДМ* - *Ferrotron 559*, *Ferrotron 119* и *Fluxtrol HF* [166, 178, 180], които могат да се използват при честоти до *13,56* MHz. *Fluxtrol HF* има

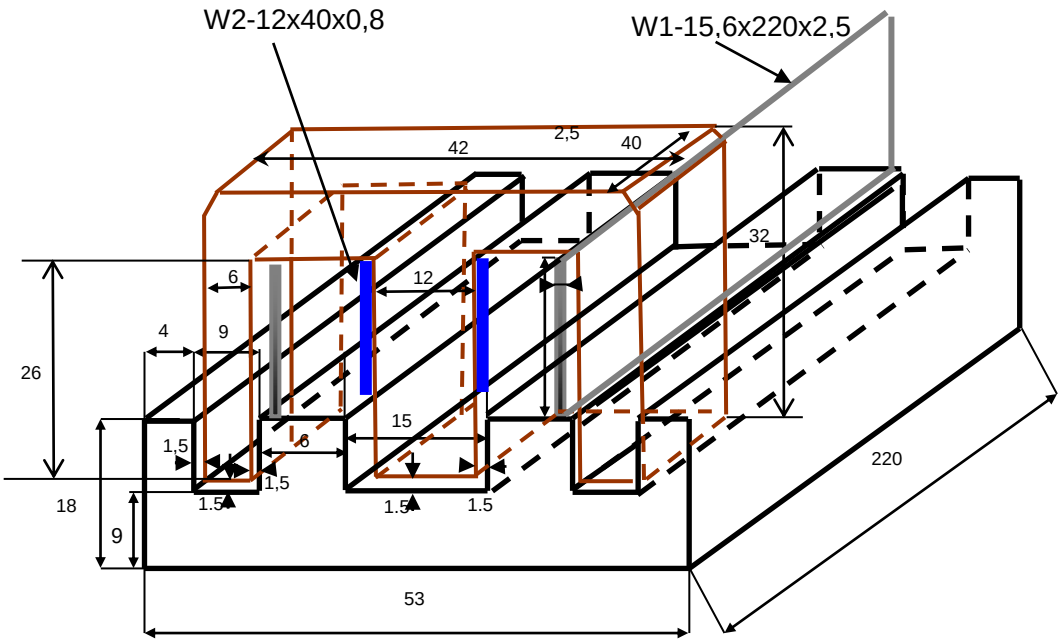
отлични механични свойства и ниски загуби, но магнитната му проницаемост е недостатъчна за ефективното използване при *ВБПЕ*.

Друг *МДМ* е *PPSM*, който се получава чрез леене под налягане [166]. Тестове показаха, че този материал е с много добри механични свойства, електрическа якост и специфично съпротивление. Измерената магнитна проницаемост е 2,4 , което е твърде ниско за магнитопровод на *ВБПЕ*.

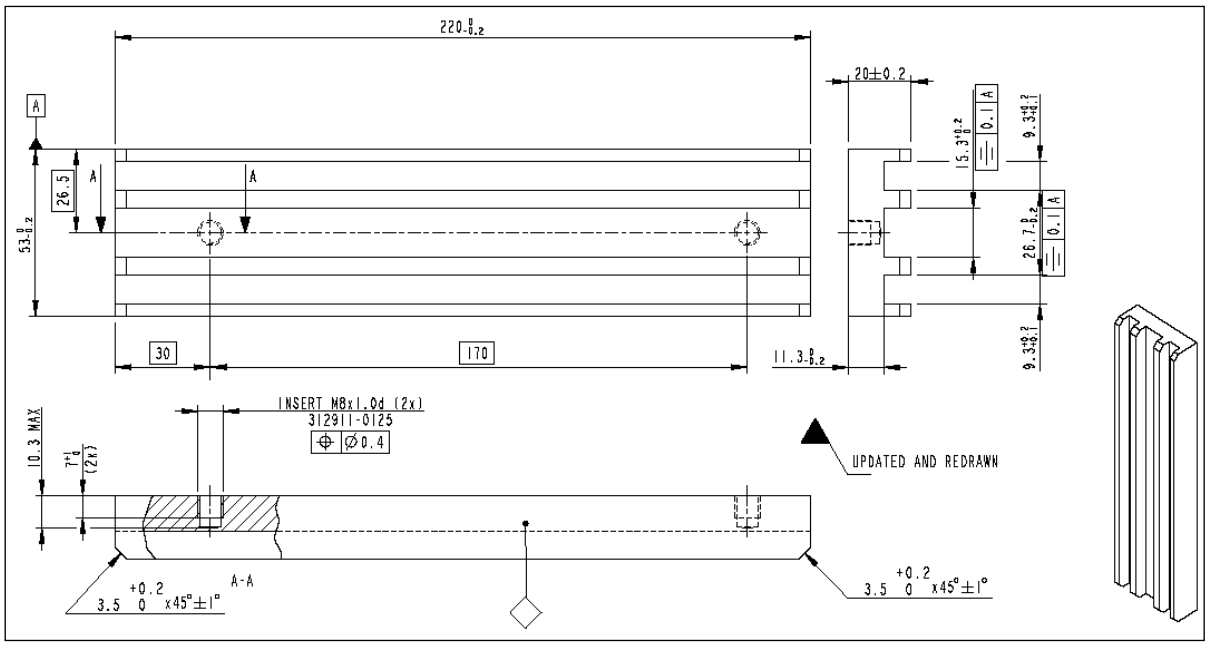
Анализирайки всички електрически и механични параметри на разгледаните магнитни материали, като най-подходящ за магнитопровод на *ВБПЕ* е *МДМ Fluxtrol 559*. Той има относително висока магнитна проницаемост, отлични механични и електрически свойства и може да бъде обработен с произволна форма и висока точност. Допълнително предимство е, че магнитопроводите на предавателната и приемна намотки могат да се изработят като една част, което дава редица предимства при асемблирането на *ВБПЕ* към технологичната система.

6.3. Проектиране и анализ на ВБПЕ

За реализиране на прототип на *ВБПЕ* е избрана конфигурацията с инвертиран *E* магнитопровод на предавателната страна и *E* – на приемната. С методика от глава 3 е извършено проектиране при следните входни данни *P=2,5* kW, честота *13,56* MHz, параметри на товара R_T = *0,8* Ω, L_T = *110* nH, въздушна междина *0,5* mm до *2* mm. На фиг.6.2 и фиг.6.3 е представен разработения *ВБПЕ* и размерите на съставните му части. Материалът на предавателната и приемна части е *Ferrotron 559H*. Вторичната намотка е в два варианта – с една и две навивки.

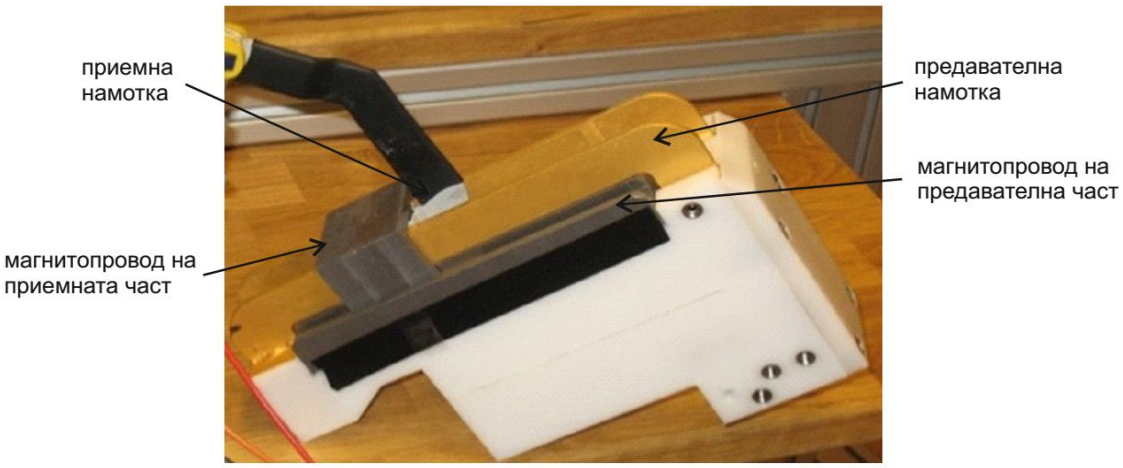


Фиг.6.2. *Основни размери на разработения прототип на ВБПЕ (W_1=W_2=1).*



Фиг.6.3. *Магнитопровод на предавателната част от Ferrotron 559H.*

На фиг.6.4 е представен разработен от автора прототипа на *ВБПЕ* с една първична и вторична навивки и магнитопровод от *Ferrotron 559H*, а на фиг.6.5 приемната част с две навивки.



Фиг.6.4. *ВБПЕ е една предавателна и една приемна навивки.*



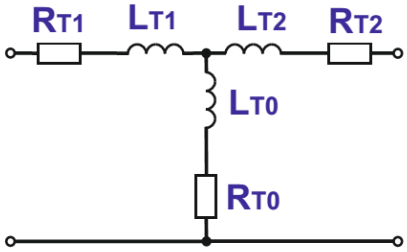
а) *б)*

Фиг.6.5. *Приемна част с две навивки: а)-магнитопровод и намотка; б)-намотка (W_2=2).*

6.3.1. Компютърно и експериментално изследване на ВБПЕ. Параметри на еквивалентната заместваща схема на ВБПЕ

Изследването на ВБПЕ е извършено с помощта на компютърни симулации, експериментални измервания и комбинация от двете. Схемата съдържа активно-индуктивен товар и съгласуваща верига на предавателната и приемна страни. Броят на вторичните намотки на *ВБПЕ* е една или две, в съответствие с напрежението на товара.

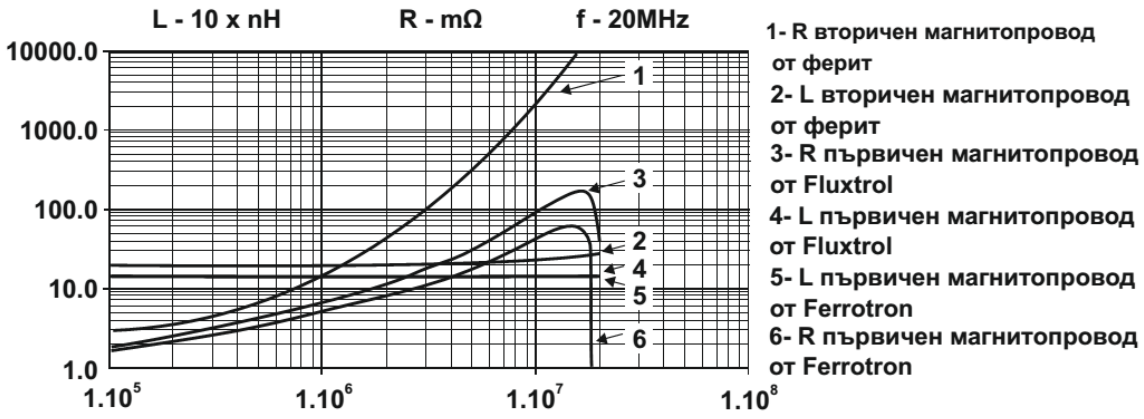
Всеки *ВБПЕ* може да бъде представен като пасивен четириполюсник с *Т*-образна или *П*-образна заместваща схеми. Параметрите на *Т*-образната схема (фиг.6.6) се определят чрез опитите на празен ход и късо съединение, приложени към предавателната и приемни части (виж т. 2.4) – три опита за изчисления и четвъртия за проверка.



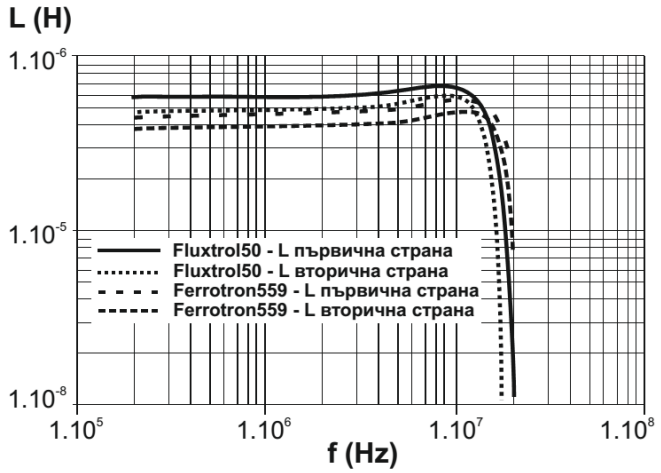
Фиг.6.6. *"Т" еквивалентна схема ВБПЕ.*

Фирмите производителки на *МДМ* не дават подробна информация за магнитните параметрите при честоти в мегахерцовия обхват. Важното в случая е, че електромагнитната система на *ВБПЕ* е близка до линейната, поради неизменната магнитна проницаемост на *МДМ* в почти целия диапазон на магнитната индукция. Ето защо, параметрите на *ВБПЕ* могат да се предскажат в реални условия на работа, ако се използват резултатите от изследването при значително по-ниско входно напрежение.

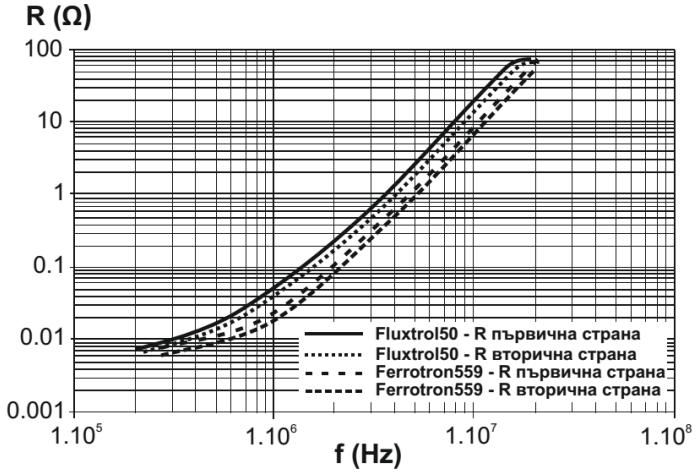
Измерванията са извършени с анализатор на импеданс *Hioki - Im 3570*. Първоначалната цел на проведените тестове е да се определят електрическите параметри на *ВБПЕ* в честотния диапазон от *100* kHz до *20* MHz. За материал на магнитопровода на предавателната част е използван *Ferrotron 559* и *Fluxtrol 50*. Магнитопроводът на приемната част се състои от два *Е*-образни ферита *E43/33/20*, материал *3F3*. Предавателните и приемни намотки са с една навивка, изработени от подходяща медна шина. Резултатите от измерванията от опитите на празен ход и късо съединение на входа и изхода на *ВБПЕ*, при различни материали, са представени на фиг.6.7 – фиг.6.11.



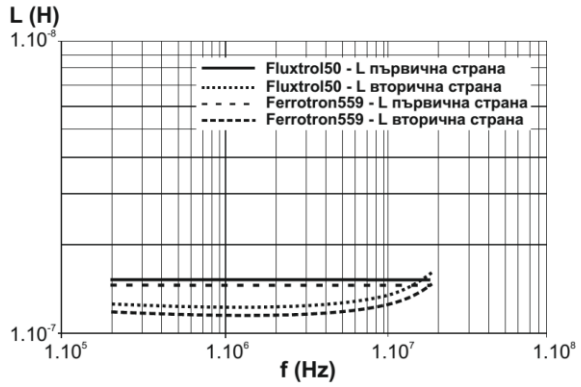
Фиг.6.7. *Изменение на R и L на предавателната и приемна части при различни материали за магнитопровод (стойността на L трябва да се умножи с 10 за димензия в nH).*



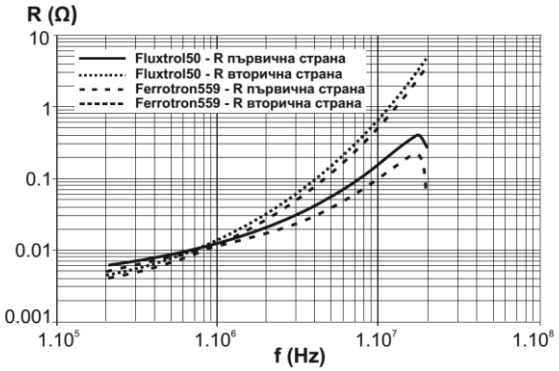
Фиг.6.8. *Изменение на индуктивността при опит на празен ход и честота от 100 kHz до 20 MHz с магнитопровод на предавателната част от Fluxtrol 50 и Ferrotron 559.*



Фиг.6.9. *Изменение на съпротивлението при опит на празен ход и честота от 100 kHz до 20 MHz с магнитопровод на предавателната част от Fluxtrol 50 и Ferrotron 559.*



Фиг.6.10. *Изменение на индуктивността при опит на късо съединение и честота от 100 kHz до 20 MHz с магнитопровод на предавателната част от Fluxtrol 50 и Ferrotron 559.*



Фиг.6.11. *Изменение на съпротивлението при опит на късо съединение и честота от 100 kHz до 20 MHz с магнитопровод на предавателната част от Fluxtrol 50 и Ferrotron 559.*

Представените измервания и изчисления при въздушни междини - *0,1* мм и *2* мм. са обобщени в табл.6.1. Параметрите на *T*- образната схема се променят с около +/- *10* %. Стойностите на R_0 са изчислени като $R_0 = Z_{TO} / R_{TO}$; $X_0 \approx Z_{TO}$. Ако *ВБПЕ* има две навивки на приемната страна могат да се използват същите параметри, коригирани със съответния коефициент на трансформация, т.е. $N^2 = 4$.

Табл. 6.1. *Параметри на "Т" еквивалентната схема на ВБПЕ при въздушна междина 0, 1mm и 2 mm.*

Въздушна междина, mm	R_{T1}, Ω	L_{T1}, nH	Z_{T1}, Ω	R_{T0}, Ω	L_{T0}, nH	R_0, Ω	Z_{T0}, Ω	R_{T2}, Ω	L_{T2}, nH	Z_{T2}, Ω
0	0,0592	170,3	14,5	0,161	118,7	635	10,11	0,00367	19,18	1,63
1	0,0573	170,5	14,53	0,136	110,4	650	9,41	0,0093	18,4	1,569
2	0,0559	168,8	14,39	0,126	105,9	646	9,02	0,0124	20,39	1,74

Анализирайки резултатите от фиг.6.4 – фиг.6.11 и табл.6.1, могат да се формулират изводи относно честотната зависимост на еквивалентните параметри (*R* и *L*) на *ВБПЕ*.

1. За предавателна част с магнитопровод от *Fluxtrol 50* и *Ferrotron 559* и честота от *100*kHz - *20*MHz:

• индуктивностите L имат почти еднакви стойности за двата материала и са неизменни в целия честотен диапазон;

• съпротивлението *R* се увеличава пропорционално на $\sqrt{f}$, което съответства на загубите от вихрови токове в проводниците на намотките;

• в честотния диапазон *3* MHz - *13* MHz, *R* се увеличава малко по-бързо отколкото *L*, което е характерно за загубите от хистерезис в магнитопровода;

• съпротивлението на предавателната намотка, при магнитопровод от *Fluxtrol 50* е по-голямо, отколкото при *Ferrotron 559*. Тази разлика нараства с увеличаване на честота;

• налице е рязко спадане на *R* и за двата вида магнитопроводи при честоти над *16* MHz, което може да се обясни с паразитни резонансни ефекти в еквивалентната електромагнитна верига.

2.Измервания при приемната част с магнитопровод от ферит:

• индуктивността е почти постоянна с леко повишаване при честоти над *6* MHz, което се дължи на резонансни процеси;

• активното съпротивление *R* се изменя пропорционално на честотата в диапазона *0,1* - *1* MHz и стойността му се определя от загубите на хистерезис;

• над *2* MHz съпротивлението расте приблизително с $\sqrt{f}$, което може да се обясни със загубите от вихрови токове във феритите *3F3*, имащи относително ниско съпротивление;

• поради големите загуби във феритния материал *3F3* е целесъобразна замяната му с *Ferrotron 559*.

3. Общи изводи:

• индуктивностите на предавателната и приемна части остават почти постоянни при честоти до *16* MHz, което е показател за правилен избор на материали и конструкция на *ВБПЕ*;

• съпротивлението на предавателната част се увеличава по различен начин с увеличаване на честота, в зависимост от конфигурацията на електромагнитната верига;

• основните загуби в мегахерцовия честотен диапазон са в магнитопровода на приемната част, изработена от ферит *3F3*, откъдето може да се направи извода, че този материал не е подходящ за използване при *ВБПЕ*;

• налице е необичайно изменение (рязко намаляване) на стойностите на *L* и *R* при честоти *16-20* MHz. Това се дължи на високочестотен резонанс, в

който се включват паразитните капацитети на еквивалентната магнитна верига;
• от получените резултати може да се направи извод, че *Ferrotron 559* е най-добрият материал за магнитните вериги на ВБПЕ в честотния диапазон до *13,56* MHz.

6.3.2. Алгоритъм и програма за съгласуване на ВБПЕ

Извършените предварителни изчисления относно начина за компенсиране на еквивалентите параметри показаха, че при паралелно компенсиране на товара (R_T = *0,8* Ω, L_T = *110* nH), еквивалентното съпротивление на товарната верига е равно на *110* Ω, а при последователно компенсиране - само *0,8* Ω. Ако се използва последователно-паралелна или паралелно-последователна компенсация, може да се получи съпротивление между тези две стойности, съответстващо на оптималното товарно съпротивление на *ВЧ* генератор. Имайки предвид тази възможност, може да осигури съгласуване с различни товари, използващи един и същ *ВБПЕ*.

Съществуват два проблема, които трябва да бъдат решени при прилагане на този принцип на съгласуване. Първият, да се използват високочестотни кондензатори, за реализиране на последователната и паралелна компенсация, които да имат минимален обем, с цел инсталиране във веригата между *ВБПЕ* и товара. И вторият, разработване на алгоритъм за определяне капацитетите на съгласуващите кондензатори при различни товарни параметри и въздушни междини. Алгоритъмът е много важен, защото съществуват редица фактори, които е необходимо да се отчетат в еквивалентната схема, съставена от *ВБПЕ*, последователен и/или паралелен кондензатор и товар. Те съдържат паразитни реактивни елементи, които при високите честоти могат съществено да променят точния избор на съгласуващите кондензаторите.

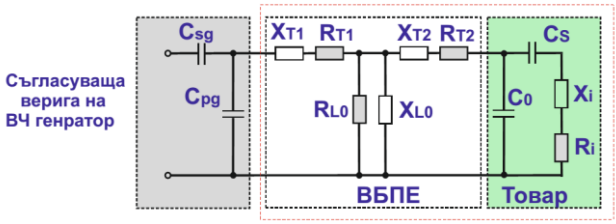
За целта са разработени алгоритъм и програма за проектиране и анализ на цялата *ВЧ* схема, включваща *ВЧ* генератор, *ВБПЕ*, съгласуваща верига и товар, съгласно фиг.6.12. Характерни входно-изходни параметри на програмата са:

-еквивалентната схема на *ВБПЕ* е от *Т* образен тип и за съгласуване се използват паралелно-последователни съгласуващи вериги на предавателната страна *Csg* и *Cpg* и на приемната - *Co, Cs*. Всеки кондензатор може да се анулира чрез задаване на стойността на капацитета му (много голяма за последователния и много малка за паралелния);

-програмата дава възможност за автоматична промяна на C_S и C_0, което позволява за да се анализират всички особености на съгласуващата верига;

-възможен е анализ на *ВБПЕ* с всеки коефициент на трансформация, при условие, че са определени параметрите на Т еквивалентната схема при $W_1=W_2=1$;

-параметрите на *Т* еквивалентната схема се определят от измерванията на опитите на празен ход и късо съединение на входа и изхода на *ВБПЕ*.



Фиг.6.12. *Еквивалентна схема, използвана в програмата за анализ.*

Програмата е създадена в среда на *Excel* с възможност да се изчислява натоварването на *ВЧ* генератор (*P, Q, U, I*), на всички компоненти от еквивалентната схема (*U, I и X*) и загубите в предавателната и приемна намотки P_{S1} и P_{S2} и магнитопровода P_0.

Предвидена е опция за автоматично създаване на графики за *КПД* и стойността на еквивалентното входно съпротивление $R_{P\ IN}$ във функция от изменението на *Co*, при определена стойност на *Cs*. Това спомага за дефиниране на областта на ефективното съгласуване.

Съпротивлението $R_{P\ IN}$ представлява активния товар на *ВЧ* генератор. Съгласно техническите параметри на генераторите в мегхерцовия обхват [76, 87], диапазонът му е *25-75* Ω.

Изходната графична информация на програмата дава възможност да се анализира степента на влияние всеки от компенсиращите кондензатори, при съгласуването с конкретните параметри на товара. Като цяло, съгласуващите характеристики при товари с по-голям *Q* фактор са по-чувствителни към промяната на параметрите на *ВБПЕ* и капацитета на кондензаторите.

Програмата изчислява капацитета на паралелния входен кондензатор за пълното компенсиране на еквивалентния товар, включен към *ВЧ* генератор. Последователният кондензатор C_{SG}, осигурява допълнителни възможности при съгласуването и по-специално в случаите, когато се изисква да се повиши напрежението на входа на *ВБПЕ*.

На фиг.6.13 е представен общият вид на разработената програма за вариант при съгласуване с товарни параметри *Xi = 21,7* Ω и *Ri = 1,45* Ω, а на фиг.6.14а зависимостта на входното съпротивление на генератора и *КПД* на фиг.6.14б във функция от изменението на капацитета на C_0 и C_S. Вижда се, че съществуват повече точки на оптимално съгласуване и крайният избор трябва да стане на основата на параметрите на

използваните кондензатори – капацитет, брой кондензатори за реализиране на кондензаторната батерия, максимално напрежение, цена и т.н.

Microsoft Excel - Matching Calculator4.xls

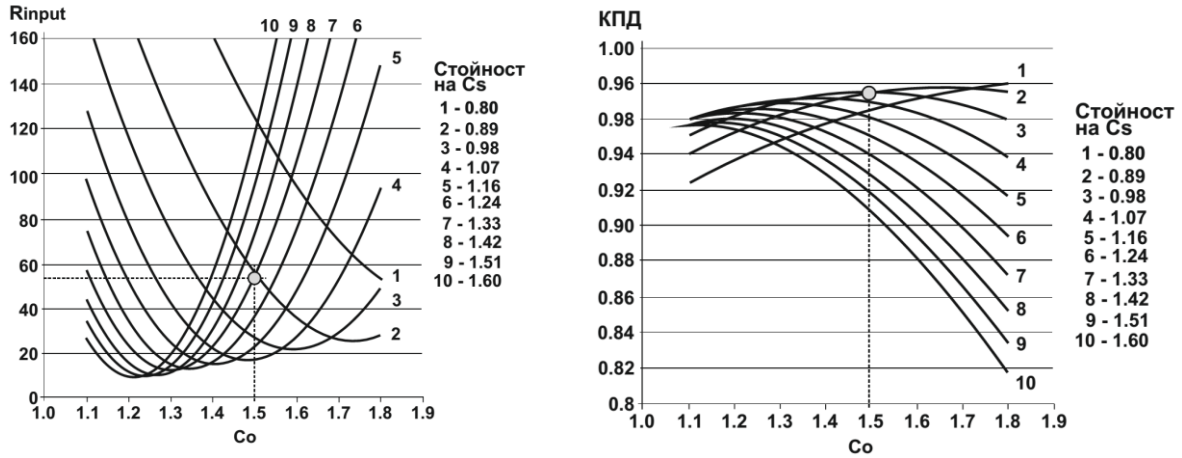
File Edit View Insert Format Tools Data Window Help

Reply with Changes... End Review... Prompt Arial 10

AP43

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P	Q	R
1	Inductor Components			Secondary caps		Frequency	IPT Parameters							Limits for automatic run				
2	Xi	Ri	Ui	Co	Cs		Xs2	Rs2	Xo	Ro	Xs1	Rs1	Turns	Comax	Comin	Csmax	Csmin	
3	(Ohm)	(Ohm)	Volts	(nF)	(nF)	Hz	(Ohm)	(Ohm)	(Ohm)	(Ohm)	(Ohm)	(Ohm)	N	1,8	1,1	1,6	0,8	
4	21,700	1,460	700	1,5	0,9	13560000	1,57	0,0093	9,41	650	14,53	0,057	2					
5	Initial Inductor Parameters																	
6	Zi	Ii=Ics	cos ϕ	Pi	Ucs			ω										
7	21,748391	32,19	0,067	1502,138	419,75			8,52E+07										
8	inductor + Cs										Input data			Automatic Variation Co and Cs:				
9	Xs	Zs	Us=Uco	Is	cos ϕ	Ico								Press Alt+F8, then Alt+R				
10	8,66	8,7793577	282,574948	32,186289	0,16516	36,11					Calculations							
11	HFIPT Load Parameters																	
12	bCo	bs	gload	bload	Zload	Uload	Iload	cos ϕ	Pload		Component parameters							
13	0,1278	-0,1123	0,0188	0,0154607	41,06726	282,5749	6,880784	7,73E-01	1502,138									2
14	Load + Right Arm IPT										Generator Loading							
15	Xload	Rload	Xr	Rr	Zr	Ur=Uxo	Ir	cos ϕ	Ps2									
16	-6,5187	7,932	-4,95	7,9411402	9,356885	128,7654	13,762	0,849	1,761									
17	Load + Right + Central Leg																	
18	gr	br	gRo	bXo	gb	bb	Zb	Ub	Ib	cos ϕ	Po							
19	0,0907027	0,0565234	0,00153846	-0,1062699	0,092241	-0,049747	9,542	128,765	13,495	0,880	25,509							
20	IPT + Load																	
21	Xb	Rb	Xtotal	Rtotal	Ztotal	cos ϕ	Ps1											
22	4,53	8,3984243	19,06	8,455	20,851	0,406	10,380											
23	IPT with Load Summary																	3
24	Efficiency	Ptotal	Utotal	Itotal	ginput	binput	Rpinput	Xpinput	Cpres									
25	0,975	1539,79	281,374	13,495	0,019449	-0,043839	51,42	22,81	0,51									
26	Primary Capacitors																	
27	Cpg	Csg	Ucpg	Icpg	Ucsg	Icsg												
28	0,500	1000	281,37	5,47	0,06	5,48												
29	Generator Load																	
30	gpar	bpar	Ypar	Igen	Rgen ser	Xser	Xgen	Zgen	Ugen	Pgen	Qgen							
31	0,0194	-0,0012	0,0195	5,48	51,21	3,26	3,25	51,3	281,37	1539,8	97,8							
32																		

Фиг.6.13. *Общ вид на програмата за анализ и проектиране на съгласуващите вериги на ВБПЕ.*

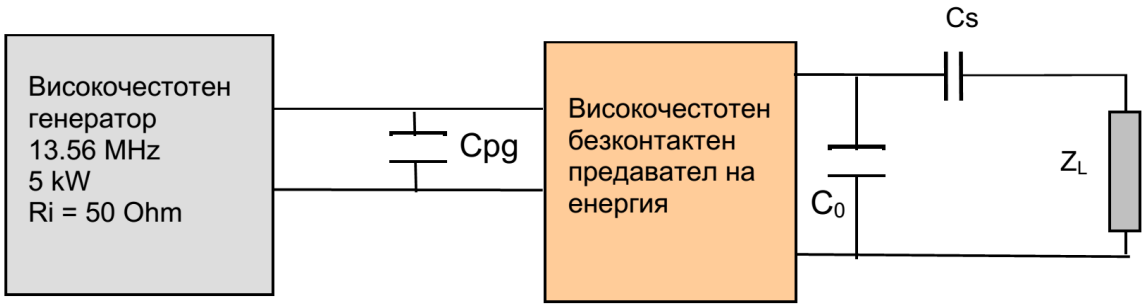


а) *б)*

Фиг.6.14. *Зависимост на товарното съпротивление на ВЧ генератор R input-(а) и КПД на ВБПЕ-(б) във функция от капацитета на кондензаторите Co = 1.1 – 1.8 nF и Cs = 0.8–1.6nF. ● - една от точките на оптимално съгласуване - Co = 1.5 nF; Cs = 0.9 nF, осигуряваща КПД = 97.6 % и Rg in = 51 Ω.*

6.3.2.1. Експериментално валидиране на разработения алгоритъм и програма за съгласуване

В съответствие с анализа на еквивалентната схема на *ВБПЕ* се установи, че е целесъобразно да се използва схемата на съгласуваща верига между *ВЧ* генератор и товара, представена на фиг.6.15. Предимство е, че чрез паралелно-последователна съгласуваща верига, се осигурява съгласуване с различни товарни параметри и се дава възможност да не се използва съгласуващ трансформатор. Теоретичното изследване, което се потвърди от експериментите, показва, че всички товари е възможно да се съгласуват с различни комбинации от кондензатори *Co* и *Cs*. Така се осигурява едно и също товарно съпротивление на генератора, а настройката на оптималния фазов ъгъл на изхода му се осъществява чрез кондензатора C_{pg}.



Фиг.6.15. *Блокова схема за изследване на ВБПЕ.*

При експерименталната постановка, съгласно фиг.6.15, товарът е с активно-индуктивен характер и има стойности $R_T = 0{,}8\ \Omega$, $L_T = 110$ nH. *ВБПЕ* има една предавателна и две приемни намотки – фиг.6.2 и фиг.6.5. Въздушната междина е *1,2* mm. Използваните кондензатори на предавателната страна са от фирмите *Rifa* и *CDE* [166], а на приемната - *CDE*.

Процедурата по изследването включва първоначално съгласуване чрез изменение на C_S при C_0=*1,1* nF. Окончателното фино съгласуване се постига само с изменение на C_0. Чрез стойността на C_{pg} се постига минимален ъгъл между тока и напрежението на изхода на *ВЧ* генератор, т.е. оптимално натоварване, при което се измерват изходните ток и напрежение и изчислява товарното съпротивление на генератора. Резултатите от верификационния тест са представени в табл.6.2.

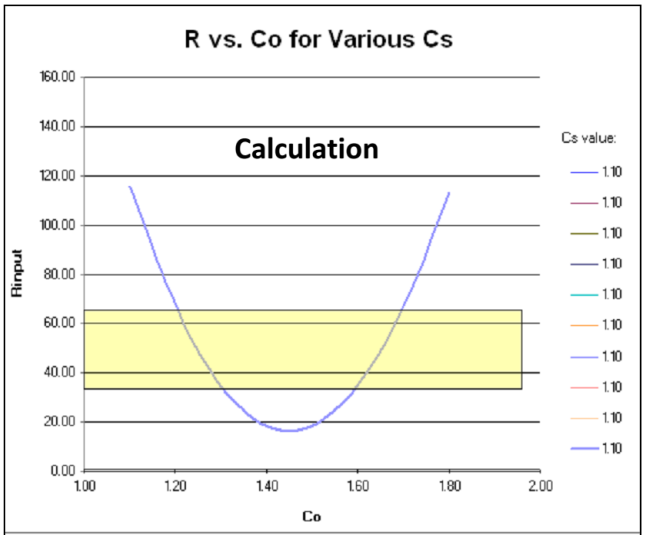
На фиг.6.16 са представени изчислената (а) и измерена (в) стойност на входно съпротивление на генератора и изчисления *КПД* - б).

Табл. 6.2. *Верификационен тест на програмата за анализ на съгласуващата верига на ВБПЕ.*

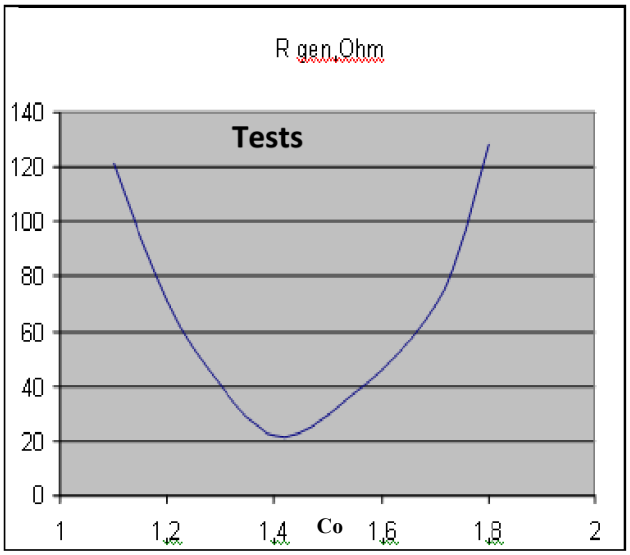
Co, nF	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,7	1,8
Cpg, nF - Rifa	0,3	0,28	0,25	0,3	0,4	0,46	0,5
Cpg, nF - CDE	0,44	0,4	0,35	0,5	0,72	0,84	0,9
Ugen, V rms	34	28,6	21,4	14,9	17,6	27,8	34,7
Igen, A rms	0,28	0,4	0,53	0,67	0,6	0,4	0,27
Phase	0	0,8	0,7	0,6	0,4	0,2	0,3
R gen, Ω	121,4	71,5	40,37	22,24	24,3	69,5	128,5
Изчислено Rgen, Ω	115	67.5	35	18.5	18.5	67	113
Изчислено Cpg, nF	0.49	0.43	0.38	0.52	0.90	1.0	1.05

От табл.6.2 и фиг.6.16 може да се направи извода, че има добро съвпадение между изчислените и измерените стойности. Наблюдава се по-съществена разлика в стойността на входно съпротивление на генератора, което може да се обясни с наличието на паразитни елементи, неотчетени при изчисленията и експерименталните изследвания и от трудността да се извършат точни измервания при честота *13,56* MHz.

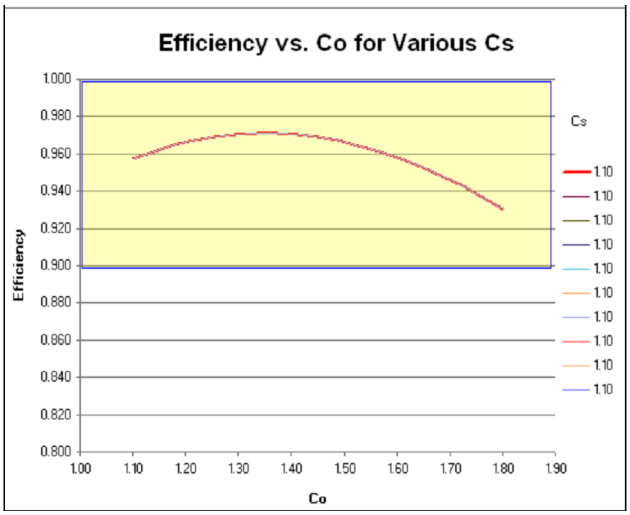
Разлика в капацитета на *Cpg*, при използване на кондензатори от фирмите *Rifa* и *CDE*, се дължи на влиянието на вътрешната индуктивност на кондензаторите *Rifa*. Допълнителните изследвания показаха, че при еднотипни схеми на свързване, еквивалентният капацитет на кондензаторите батерии, съставени от кондензатори на *Rifa*, е с 1.5-1.7 пъти по-голям от тези при използване на кондензатори от фирмата *CDE*. Това съотношение зависи от капацитета на единичните кондензатори и вида на свързването.



а)



б)



в)

Фиг.6.16. *Резултати от компютърния анализ и експерименталното изследване на ВБПЕ: а) – зависимост на Rin от C_0, при C_S=1.1nF (оптималната област е представена с жълто); б) - измерена стойност на входното съпротивление на ВЧ генератор при изменение на C_0; в) - зависимост на КПД от кондензатора C_0, при C_S=1.1nF (оптималната област е заградена в правоъгълник).*

Въз основа на извършената теоретичната и експериментална работа могат да се формулират следните изводи, относно възможностите на разработения алгоритъм за проектиране на съгласуващата схема на *ВБПЕ*:

-практически за всеки товар на *ВБПЕ* се дава възможност за проектиране на съгласуваща схема с последователен *Cs* и паралелен *Co* кондензатор на приемната страна и паралелен кондензатор *Cpg* на предавателната страна;

-чрез изменение на *Co* и *Cs* може да се постигне максимален *КПД* на цялата система и оптимален работен режим на *ВЧ* генератор;

-лесно се изследва поведението на съгласуващата верига при промяна на товарните параметри;

-предоставя се възможност за изследване чувствителността на съгласуващата верига, относно изменението на въздушната междина между предавателната и приемна части. За целта се използват еквивалентни параметри на *ВБПЕ*, съответстващи на различните въздушни междини. Тези резултати са допълнително условие за оптималния избор на комбинацията от капацитети за *Co* и *Cs*.

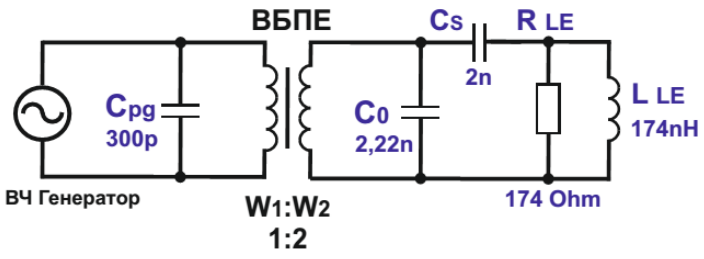
-изчисляват се електрическите натоварвания на всички елементи от съгласуващата верига (кондензатори, намотки, магнитопровод);

-точността при изчисляване на загубите на *ВБПЕ* зависи от точността на измерване на параметрите при опитите на празен ход и късо съединение.

6.3.3. Експериментално изследване на ВБПЕ

В случая е използван специално разработен високочестотен еквивалентен товар с възможност за изменение на активното съпротивление и индуктивността. Целта на извършеното изследване е да се анализира чувствителността на безконтактната система за предаване енергия към изменението на въздушната междина и определи *КПД*.

На фиг.6.17 е представена схемата и стойностите на елементите при изследване влиянието на въздушната междина. Схемата включва: *ВЧ* генератор, *ВБПЕ* (w_1=1, w_2=2), съгласуващи кондензатори - паралелен на първичната и паралелен и последователен на вторичната страна. Тестове са извършени при мощност *500* W и въздушна междина от *0,5* до *2,5* мм. Като критерий за определяне качеството на съгласуващата верига е използвана стойността на отразената мощност, обратно към *ВЧ* генератор.



Фиг. 6.17. *Схема на изследване на ВБПЕ при различни въздушни междини.*

Първоначалното съгласуване е проектирано за въздушна междина от *1,5* мм, при което отразената мощност е близка до нула. При промяна на въздушната междина в диапазона от *0,5* мм до *2,5* мм се измерва стойността на подадената и отразената мощност на генератора и

резултатите са представени в табл. 6.3. Отразената мощност на генератора остава много малка в целия диапазон на изменение на въздушната междина, което е доказателство за ефективно съгласуване.

Табл. 6.3. *Резултати от изследването при въздушна междина 0.5 мм – 2.5 mm.*

Въздушна междина, mm	Мощност на ВЧ генератор, W	Отразена мощност, W
0,5	508	8
1	503	3
1,5	500	0
2	505	5
2,5	510	10

За определяне на *КПД* на *ВБПЕ* са извършени изследвания на два вида *ВБПЕ*, с коефициент на трансформация *1:1* и *1:2*. Целта е да се определят съгласуващите характеристики и *КПД* във функция от коефициента на трансформация на *ВБПЕ*.

6.3.3.1. Изследване на ВБПЕ с коефициент на трансформация 1:1

Съществуват известни трудности да се измери мощността, която се отлага в отделните елементи на схемата и затова е използван еквивалентен товар със стойности, съгласно фиг.6.17. Първоначално той е свързан директно към генератора, съгласуван чрез паралелен (*300* pF) и последователен (*2,2* nF) кондензатори, при което еквивалентно съпротивление към генератора има стойност *50* Ω, т.е. липса на отразена мощност. При мощности на генератора *250*, *500*, *750*, *1000*, *1250*, *1500* W е измерено напрежението и мощността върху товара. Резултатите са представени в табл. 6.4. Вижда се линейността на система при широк диапазон от стойности на мощността.

Табл. 6.4. *Напрежение и мощност върху еквивалентния товар.*

P_{LE}, W	250	500	750	1000	1250	1500
U_{LE}, V	118,2	167,3	205	236,5	264,8	290

При втория тест, еквивалентният товар се свързва към генератора чрез *ВБПЕ* с коефициент на трансформация *1:1*. Стойностите на кондензаторите са: паралелен на предавателната част *150* pF; последователен на предавателната част *10* nF и паралелен на приемната част *680* pF. Отново целта е да се определи съотношението между мощността на генератора и отразената мощност. Напрежението на

генератора и мощността, за същото товарно напрежение както в табл. 6.4, са представени в табл. 6.5.

Табл. 6.5. *КПД на ВБПЕ при коефициент на трансформация 1:1.*

P_{LE}, W	250	500	750	1000	1250	1500
U_{LE}, V	118,2	167,3	205	236,5	264,8	290
P gen, W	257	518	782	1048	1316	1585
U gen, V	124	176	215	253	274	308
КПД, %	97,2	96,5	95,9	95,4	94,9	94,6

Получените резултати могат да се оценят като добри, защото *КПД* има стойност *94,6* %-*97,2* % в диапазон на мощности от *1500* W до *250* W.

6.3.3.2. Изследване на ВБПЕ с коефициент на трансформация 1:2

Приемната намотка с две навивки е изработена съгласно фиг.6.5. Първоначалното измерване е извършено по същата методика, като при коефициент на трансформация *1:1*, при еквивалентен товар на генератора *50* Ω. След това между генератора и товара е включен *ВБПЕ* и е извършено съгласуване чрез паралелен кондензатор на приемната страна *235*pF, паралелен и последователен на предавателната, съответно *300*pF и *13*nF.

В табл. 6.6 са обобщени резултатите от измерването при напрежение на товара, съвпадащо с изследването, без включен в схемата *ВБПЕ*. При изменение на мощността на генератора от *250* до *1500* W, *КПД* е в диапазона *95,8 – 98* % , което е по-високо от варианта с коефициент на трансформация *1:1*.

Табл. 6.6. *КПД на ВБПЕ при коефициент на трансформация 1:2.*

P_{LE}, W	250	500	750	1000	1250	1500
U_{LE}, V	118,2	167,3	205	236,5	264,8	290
P gen, W	255	514	774	1036	1299	1565
U gen, V	120,5	170	210	242	270	299
КПД, %	98	97,3	96,9	96,5	96,2	95,8

Резултатите от изследването могат да се обобщят по следния начин:

- експерименталните резултати потвърждават резултатите от компютърния анализ. Предложената методика за определяне на компенсиращата верига на *ВБПЕ* дава възможност за съгласуване на *ВЧ* генератор практически с всеки товар, без използването на допълнителен съгласуващ трансформатор;

- съгласуващата верига запазва своите характеристики при промяна на въздушната междина в широк диапазон от 0,5 до *2,5* mm, без необходимост от изменение капацитета на кондензаторите;

- *ВБПЕ* запазва висок *КПД* в диапазона от мощности *250-1500* W.

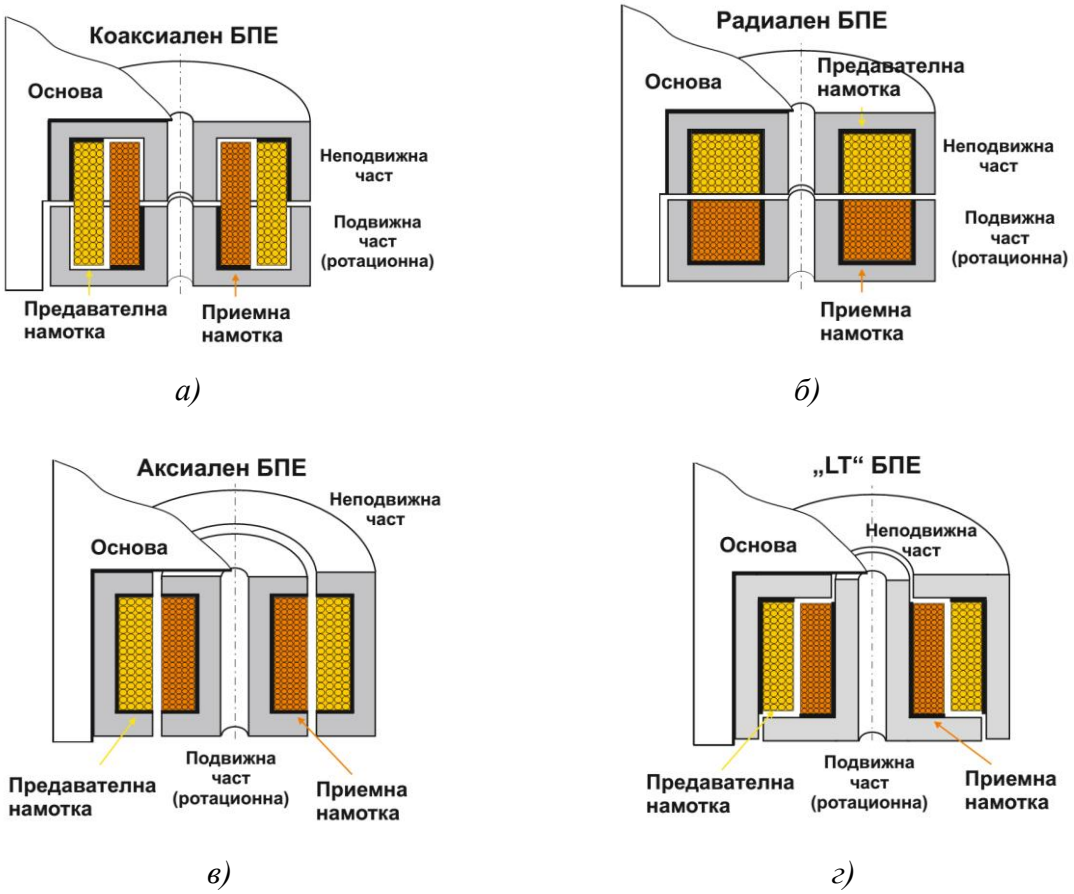
При коефициент на трансформация *1:1* има стойност *94,6*% - *97.2*% и *95.8 – 98* % при *1:2* . Това дава основание да се препоръча, че в мегахерцовия обхват технически по – целесъобразно е използването на *ВБПЕ* с една намотка на предавателната част и две на приемната.

ГЛАВА 7

РОТАЦИОННИ ИНДУКТИВНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ ЗА ВИСОКОСКОРОСТНИ УЛТАЗВУКОВИ ТЕХНОЛОГИИ

7.1. Обща характеристика на ротационните безконтактни предаватели на електрическа енергия

Могат да се посочат редица конфигурации на ротационни безконтактни предаватели на енергия (*РБПЕ*) – фиг. 7.1, в съответствие с взаимното разположението на намотките – аксиални, радиални, коаксиални и т.н. [114, 176], всяка със своите предимства и недостатъци. Геометричните форми на съставящите ги магнитопроводи, които имат добро припокриване и висок коефициент на магнитна връзка, нямат възможност за здраво механично укрепване на приемната намотка и недостатъчна механична якост. При други - съществуват технологични проблеми при изработването на намотките, магнитопроводите, полагането на намотките в прозореца на магнитопровода (виж. фиг.7.1в) и т.н.



Фиг.7.1. *Основни геометрични конфигурации на РБПЕ: а) - коаксиална; б) - радиална; в) - аксиална; г) - “LT”.*

Съществуват редица **механични и електрически проблеми**, свързани с ротационния модул за безконтактно предаване на електрическа енергия, захранващ ултразвуковия излъчвател.

Механичните проблеми имат връзка с проектирането на формата и геометричните размери на *РБП*Е, които трябва да бъдат съобразени с обработващия инструмент, скоростта на въртене (най-често над *20000* об/мин), използваните материали и др. Например, трудно се синтезира конфигурацията на магнитопровода, защото предлаганите от фирмите стандартни форми на ферити, не винаги съответстват на условията за изграждане на *РБПЕ*. Това налага използването на съставни магнитопроводи, водещо до проблеми при изработването на механичната система. Технически целесъобразно е използването *МДМ* [141, 166], които имат явни предимства спрямо традиционните ферити, основно по отношение на синтезирането на геометричната форма на магнитопровода. В табл. 1.5 (гл. 1) е представено сравнение на най-често използваните материали за изработване на магнитопроводите на *РБПЕ*. *МДМ* материали имат по-лоши електромагнитни параметри от феритите, но притежават предимство, относно лесна обработка и възможност за получаване на необходимата форма на магнитопровода.

Електрическите проблеми са свързани основно с геометричната конфигурация на магнитните вериги на предавателната и приемна части, които трябва да съответстват по форма на механичната конструкция на конкретното приложение, от една страна и от друга, да осигурят добър коефициент на магнитна връзка, с цел получаване на максимален *КПД*. Тук може да се прибави и съгласуването на *РБПЕ* с източника на високочестотна енергия и товара. Идеалният случай е, когато *РБПЕ* е „прозрачен“ за високата честота и генераторът „вижда“ директно товара.

7.2. Анализ, проектиране и оптимизация на ротационен безконтактен предавател с приложение в ултразвуковите технологии

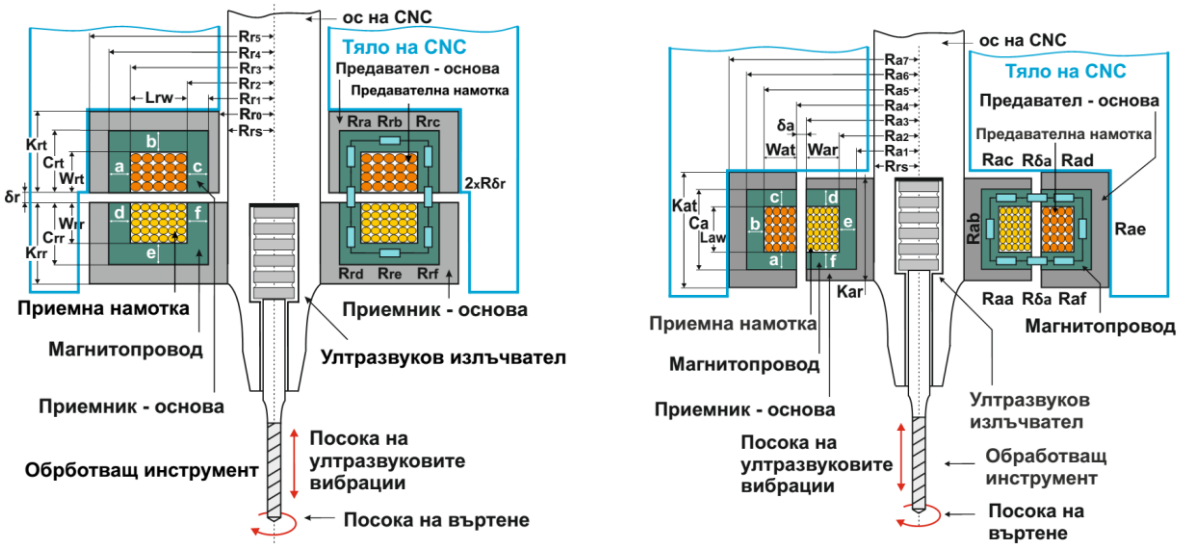
В редица иновативни технологии важна роля играе прехвърлянето на електрическа енергия към бързо въртящи се обекти. Пример в това отношение са механичните обработки, при които се съчетава ротационно движение със скорост до *100 000* об/мин, с аксиално отклонение с амплитуда *10 – 20* μм, генерирано от ултразвукова система. На тази основа е разработена технология за ултразвуково пробиване, фрезоване и шлайфане на материали с голяма твърдост и крехкост, като керамика, стъкло, силиций, *Si3N4, SiC*, корунд, въглеродни и стъклени полимери, *Inconel 718, Rene 41*, закалени стомани, волфрам, *β/γ*-титан, молибден и техните сплави. Основното приложение е в оптичната и часовникарска индустрия, автомобилостроенето, самолетостроенето, космонавтика, за изработване на матрици и др.

Като предимства на обработката с въртеливо и аксиално ултразвуково движение, са увеличената производителност, намаляване на силите на натиск при обработка до *40* %, много добра гладкост на повърхността *Ra<0,1*μm, висока точност – по-малка от *10*μm, възможност за обработка на стени с дебелина по-малка от *0,5* mm, увеличено време за използване на обработващите инструменти и др.

От анализа в параграф 4.1 става ясно, че електрическите и механични характеристики на *РБПЕ* представляват комплексна система с редица важни параметри и ограничения. За удовлетворяването на всички е необходимо да се извърши проектиране, съчетано с многоцелева оптимизация. Поради тази многопосочност и специфичност на техническите проблеми в литературата няма пълни методики за проектиране на този вид безконтактни предаватели на енергия.

В настоящия параграф е предложен комплексен подход за проектиране и оптимизация на *РБПЕ*, отчитащ взаимната връзка и влияние между механичните и електрически параметри. Тук допълнително трябва да се отчете обстоятелството, че при ротационното движение на подвижната част на *РБПЕ*, се получават значителни центробежни сили и масата и диаметърът на приемната намотка са от съществено значение. Чрез предложената многоцелева оптимизация се отчитат всички ограничителни условия, с цел получаване на минимален обем, максимални коефициент на връзка между предавателната и приемна част и *КПД*.

От анализа на литературата и извършената предварителна проучвателна работа, като оптимален вариант са избрани конструкциите на радиален и аксиален *РБПЕ*, представени на фиг. 7.2, с приложение за пробиване на твърди и крехки материали.



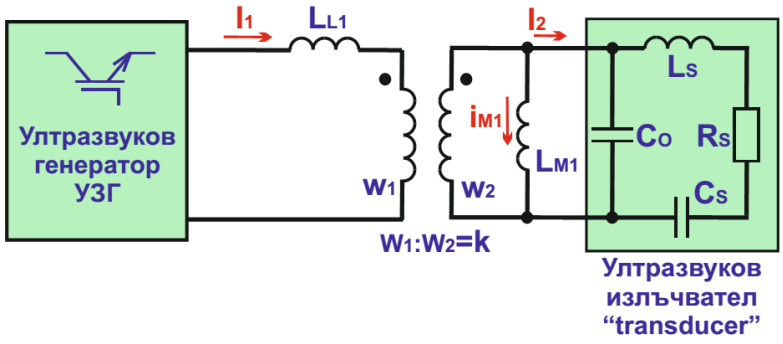
а) *б)*

Фиг.7.2. *Електрически и геометрични параметри на РБПЕ: а) – радиален; б) – аксиален.*

РБПЕ е трансформатор с аксиална симетрия и въздушна междина, което позволява въртене с висока скорост на приемната част, заедно с оста на обработващия инструмент. Налице е нетрадиционно поведение на електромагнитната верига, често свързано с формата на магнитопровода, която не се дефинира от целесъобразните стойности на индуктивностите на разсейване и коефициента на магнитна връзка, а от размерите на обработващия инструмент, в който се вгражда приемната част.

За анализа на електромагнитните процеси е използвана схемата радиален *РБПЕ* (фиг. 7.2а), където са представени всички геометрични размери и в съответствие с това "*Г*" образната еквивалентна схема - фиг.7.3. Двете основни индуктивности L_{L1} и L_{M1} се определят чрез израза за запасената магнитна енергия в тях, която фактически е енергията в обема *V*, съставен от магнитната верига на *РБПЕ* и въздушната междина.

$$W_m = \int_v \frac{1}{2} H.Bdv = \frac{1}{2}\mu_0 H^2.V = \frac{1}{2} L_{L1} I^2 \qquad (7.1)$$



Фиг. 7.3. *Ултразвуков генератор, еквивалентна схема на РБПЕ и ултразвуков излъчвател.*

Напрегнатостта на полето за предавателната и приемна намотки за разстояние *x* ($R_{r2}<x<R_{r3}$) и във въздушната междина се определя с изразите:

$$H_t = \frac{N_1.I_1}{R_{r3}-R_{r2}}.\frac{x}{W_{rt}} \qquad H_r = \frac{N_1.I_1}{R_{r3}-R_{r2}}.\frac{x}{W_{rr}} \qquad H_{\delta r} = N_1.I_1/\delta r \quad , \qquad (7.2)$$

където δ_r - въздушна междина, I_1 – ток през предавателната намотка, N_1 – брой навивки на предавателната намотка.

Използвайки (7.1) и (7.2) за средната стойност на напрегнатостта на предавателната намотка е валиден изразът:

$$H_t = \frac{N_1.I_1}{R_{r3}-R_{r2}}.\frac{1}{\sqrt{W_{rt}}}\int_0^{W_{rt}} \frac{x}{W_{rt}} dz = \frac{N_1.I_1}{R_{r3}-R_{r2}}.\frac{1}{\sqrt{3}} \qquad (7.3)$$

По аналогичен начин се получават изразите за напрегнатостта на полето в приемната намотка и въздушната междина и като следствие, енергията *Wm*, запасена в магнитната верига на *РБПЕ*.

$$W_m = \frac{1}{2}\mu_0 \frac{N_1^2.I_1^2}{(R_{r3}-R_{r2})^2}\pi(R_{r3}+R_{r2})\left[\frac{W_{rt}}{3}+\frac{W_{rr}}{3}+\delta r\right] \qquad (7.4)$$

7.2.1. Определяне на еквивалентните индуктивности на радиален РБПЕ

Чрез (7.1) - (7.4) се дефинира израза за определяне на индуктивността на разсейване $L_{L1(R)}$:

$$L_{L1(R)} = \mu_0 N_1^2.\frac{\pi(R_{r3}+R_{r2})}{R_{r3}-R_{r2}}\left(\delta r+\frac{W_{rr}+W_{rt}}{3}\right) \qquad (7.5)$$

За определяне на намагнитващата индуктивност се използва еквивалентната магнитна верига – фиг.7.2б (дясна част). Тя се състои от магнитното съпротивление на отделните части на магнитопровода и въздушната междина. Общото магнитно съпротивление е равно на:

$$R_{r\Sigma} = R_{re}+R_{rb}+R_{rf}+R_{rc}+R_{rd}+R_{ra}+2R_{\delta r} \quad . \qquad (7.6)$$

където $R_{ra}=\frac{C_{rt}}{\mu\pi\left(R_{r4}^2-R_{r3}^2\right)}$, $R_{rb}=\frac{R_{r3}-R_{r2}}{2\pi\mu(C_{rt}-W_{rt})}.ln\frac{R_{r3}}{R_{r2}}$, $R_{rc}=\frac{C_{rt}}{\mu\pi\left(R_{r2}^2-R_{r1}^2\right)}$,

$R_{rd}=\frac{C_{rr}}{\mu\pi\left(R_{r4}^2-R_{r3}^2\right)}$, $R_{re}=\frac{R_{r3}-R_{r2}}{2\pi\mu(C_{rr}-W_{rr})}.ln\frac{R_{r3}}{R_{r2}}$, $R_{rf}=\frac{C_{rr}}{\mu\pi\left(R_{r2}^2-R_{r1}^2\right)}$,

$R_{\delta r}=\frac{\delta r}{\mu\pi\left(R_{r4}^2-R_{r3}^2\right)}=\frac{\delta r}{\mu\pi\left(R_{r2}^2-R_{r1}^2\right)}$. (7.7)

Чрез $R_{r\Sigma}$ се определя взаимната индуктивност $L_{M1(R)}$ от фиг. 7.3.

$$L_{M1(R)} = N_1^2/R_{r\Sigma} \qquad (7.8)$$

Новият момент тук е, че чрез (7.2) – (7.8) и изменение на въздушната междина, се дава възможност за дефиниране стойностите на еквивалентните индуктивности на *РБПЕ*, които да се използват за компенсирането на вътрешния капацитет на ултразвуковия излъчвател (*transducer*), без да се използва допълнителна съгласуваща индуктивност. Това е многостранна задача с редица ограничителни условия и подлежи на оптимизация.

7.2.2. Определяне на еквивалентните индуктивности за аксиален РБПР

Индуктивността на разсейване $L_{L1(A)}$ за аксиалния *РБПЕ* се определя чрез (7.1) - (7.4).

$$L_{L1(A)} = \mu_0 N_1^2 . \frac{\pi(R_{a3}+R_{a2})}{L_{aw}} \left(\delta_a + \frac{W_{ar}+W_{at}}{3}\right) \quad (7.9)$$

За определяне на намагнитващата индуктивност се използва еквивалентната магнитна верига – фиг. 7.2б (дясна част). Тя се състои от магнитното съпротивление на отделните части на магнитопровода и въздушната междина. Общото магнитно съпротивление е равно на :

$$R_{a\Sigma} = R_{ae} + R_{ab} + R_{af} + R_{ac} + R_{ad} + R_{aa} + 2R_{\delta a} \quad , \quad (7.10)$$

където $R_{ab} = \frac{L_{aw}}{\mu\pi\left(R_2^2 - R_{rs}^2\right)}$, $R_{ae} = \frac{L_{aw}}{\pi\mu\left(R_{a6}^2 - R_{a5}^2\right)}$, $R_{\delta a} = \frac{\delta_a}{2\pi\mu(C_a - L_{aw})} . ln\frac{R_{a4}}{R_{a3}}$,

$$R_{ac} = R_{aa} = \frac{R_{a3}-R_{a1}}{2\pi\mu(c_a - L_{aw})} . ln\frac{R_{r3}}{R_{r2}} \quad , \quad R_{ad} = R_{af} = \frac{R_{a6}-R_{a4}}{2\pi\mu(C_a - L_{aw})} . ln\frac{R_{a6}}{R_{a4}} \quad (7.11)$$

Чрез $R_{r\Sigma}$ се определя взаимната индуктивност $L_{M1(A)}$ от фиг. 7.3.

$$L_{M1(A)} = N_1^2 / R_{a\Sigma} \quad (7.12)$$

7.2.3. Линейни и нелинейни ограничителни условия при многоцелева (векторна) оптимизация на радиален РБПЕ

В съответствие с изискванията към подвижната част на *РБПЕ,* представени в началото на т. 4.4.1, целевата функция се формира на основа обема на *РБПЕ* (7.13) [18, 26 44, 132, 143] , а параметрите подлежащи на оптимизация (виж фиг. 7.2а), са представени в табл. 7.1.

$$V(x) = \pi . R_{r4}^2 (C_{rr} + C_{rt} + \delta_r) \quad (7.13)$$

Табл. 7.1. *Вектор на параметрите при оптимизацията на радиален РБПЕ.*

x(1)	*x(2)*	*x(3)*	*x(4)*	*x(5)*	*x(6)*	*x(7)*
Rr_2	Rr_3	Rr_4	Wrt	Wrr	Crt	Crr

При оптимизационната процедура се отчитат ограниченията, свързани с основните геометричните размери – допустима дължина – *Lr* и максимален радиус – *Rr max* и др. Матричният им запис (съгласно табл. 7.1) е от вида:

$$\begin{cases} R_{r4} \le R_{r\ max} \\ C_{rr} + C_{rt} + \delta_r \le L_r \\ R_{r2} < R_{r3} < R_{r4} \\ W_{rr} < C_{rr} \\ W_{rt} < C_{rt} \end{cases} \quad \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \{x\} \le \begin{bmatrix} R_{r\ max} \\ L_r - \delta_r \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (7.14)$$

В оптимизационната процедура се отчитат и някои от по-важните линейни зависимости, съгласно фиг. 7.2а и оптималните съотношения между размерите на стандартните магнитопроводи [166]:

$$w_{rt} = (1.1 \div 1.25) \cdot w_{rr}\ ,\ R_{r2} = \sqrt{A_c/\pi + R_{r1}^2}\ ,\ e = 0.75f\ \ ,\ d = 0.60f. \quad (7.15)$$

Обобщеният матричен запис на линейните зависимости е от вида:

$$\begin{cases} W_{rt} - (1.1 \div 1.25)W_{rr} = 0 \\ R_{r2} = \sqrt{A_c/\pi + R_{r1}^2} \\ C_{rr} - W_{rr} - 0.75R_{r2} = -0.75R_{r1} \\ R_{r4} - R_{r3} - 0.6R_{r2} = -0.6R_{r1} \end{cases},$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & -1.25 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.75 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ -0.6 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \{x\} = \begin{bmatrix} R_{r\ max} \\ \sqrt{\frac{A_c}{\pi} + R_{r1}^2} \\ -0.75R_{r1} \\ -0.6R_{r1} \end{bmatrix} \quad . \qquad (7.16)$$

Между геометричните параметри на *РБПЕ* съществуват и някои нелинейни зависимости, които се отчитат при оптимизацията. Основно значение в случая имат три основни функции. Първата се отнася до индуктивността на разсейване L_{L1} (7.9), а останалите две до връзката между необходимото сечение на намотката и площта на прозореца на магнитопровода.

$$(R_{r3} - R_{r2}).W_{rt} = \frac{N_1.A_w}{kf} \quad , \qquad (R_{r3} - R_{r2}).W_{rr} = \frac{N_2.A_w}{kf} \quad , \quad (7.17)$$

където *Aw* - сечение на проводника, k_f - коефициент на запълване на намотката.

7.2.4. Линейни и нелинейни ограничителни условия при многоцелева (векторна) оптимизация на аксиален РБПЕ

Целевата функция, отразяваща оптимизацията на обема на аксиален *РБПЕ*, се определя с израза

$$V(x) = \pi(R_{rs} + R_{a2} - R_{a1} + \delta_a + w_{at} + w_{ar} + R_{a6} - R_{a5}).\left[\frac{2(c_a - L_{aw})}{2} + L_{aw}\right] \quad (7.18)$$

Векторът на оптимизация на аксиален *РБПЕ* е представен в табл. 7.2.

Табл. 7.2. *Вектор на оптимизация на аксиален РБПЕ.*

x(1)	*x(2)*	*x(3)*	*x(4)*	*x(5)*	*x(6)*
R_{a2} - R_{a1}	w_{ar}	w_{at}	R_{a6} - R_{a5}	L_{aw}	(c_a - L_a) / 2

Нелинейните ограничения отразяват допустима дължина – *La* и максимален радиус – *Ra max* .

$$\begin{cases} R_{rs} + R_{a2} - R_{a1} + \delta_a + w_{at} + w_{ar} + R_{a6} - R_{a5} \leq R_{a\,max} \\ \frac{2(c_a - L_{aw})}{2} + L_{aw} \leq L_a \end{cases} \quad (7.19)$$

Линейните зависимости, които се отчитат при оптимизацията, дават връзката между основните геометрични размери. За дебелината на магнитопровода *e* е валиден израза

$$e = R_{a2} - R_{a1} \quad (7.20)$$

Друго подобно съотношение е това за дебелината на стените на магнитопровода на приемната част и страничните стени на предавателната част *a, b, c, d, f,* спрямо размера на предавателната част *e*. Отчитайки съотношението между тези размерите за серийно произвежданите ферити, може да се запише.

$$a = b = c = d = f = 0.6e \quad \text{, т.е.}$$

$$\begin{cases} R_{a2} - R_{a1} = e \\ a = b = c = d = f = 0.6e \end{cases} \quad (7.21)$$

При оптимизацията на аксиалния *РБПЕ* трябва да се отчитат и три нелинейни ограничения. Първите две се отнасят до прозореца на магнитопровода на предавателната и приемна части, в който трябва да се разположи намотката, отчитайки броя навивки и диаметъра на проводника. Третото касае допустимата индуктивност на разсейване.

$$L_{L1} = \mu_0 N_1^2[\pi(2R_{a1} + 2(R_{a2} - R_{a1}) + R_{a3} - R_{a2} + R_{a5} - R_{a4} + \delta_a)/ L_{aw}].[\delta_a + (R_{a5} - R_{a4} + R_{a3} - R_{a2})/3].10^{-3} \quad (7.22)$$

7.2.5. Многоцелева (векторна) оптимизация на РБПЕ

В случая е използван алгоритъмът „*gamultiobj*“ [18, 88, 99, 132, 143], чрез който е възможно оптимизационната процедура да има повече от един параметър, подлежащ на оптимизация. При съставянето на всяка целева функция и ограничителните условия, се вземат под внимание редица фактори, имащи отношение към електрическите и геометрични параметри на електромагнитната верига.

Целта на многоцелевата оптимизация е да се определят размерите, за които *РБПЕ* има минимален обем и паралелно с това, получаване на необходимите еквивалентни електрически параметри. За радиалния и аксиалния *РБПЕ* се използват съответно, (7.13) и (7.18) и изразът за сечението на магнитопровода (7.23), където всички променливи са параметри на оптимизацията, без честотата. Следователно, уместно е оптимизационната процедура да се извърши за даден честотен диапазон и в резултат на това се определят минималните размери и обем на *РБПЕ*, т.е.

$$A_c = U_{in}.D/(2.N_1.f.B) \tag{7.23}$$

В някои случаи е възможно да има две или повече решения на целевата функция. За да се получи едноцелева оптимизация, е целесъобразно да се добави още един критерий – *КПД*. Въвеждането му в оптимизационната процедура се осъществява чрез изразите за честотната зависимост на загубите (в проводниците P_W и магнитопровода P_{CORE}) и респективно, определяне на тяхната минимална стойност:

$$P_w = \rho.\pi D_m.A_{Cu}.J^2 \quad , \tag{7.24}$$

където *Dm* среден диаметър на намотката, *Acu* общо сечение на намотката и j токова плътност и

$$P_{core} = C(T).f^{\alpha}.B^{\beta}.V \quad , \tag{7.25}$$

където *C(T)* специфична загубна мощност, характерна за всеки вид материал, α*= 1,926* при честота в [*кHz*] и β*= 2,731* за *B* в [*T*].

Важен в случая е честотният диапазон, в който се извършва оптимизацията. Долната граница на честотата съответства на максималните размери на *РБПЕ*. Под тази граница едно от ограниченията за диаметъра или дължината на *РБПЕ* не се изпълнява.

Горната граница се дефинира от максималната работна честота на *ВЧ* източник, технологичния процес и материала за магнитопровод. Тук трябва да се отчете, че при високите честоти намалява сечението на магнитопровода и се получават съответно тънки стени – *a,c,d,f* от фиг. 7.2. Съгласно фирмена информация за якостните ограничения на феритите и

МДМ [166], дебелината на стената не трябва да е по-малка от 2,5 - *3* мм. В тази връзка се извършат изчисления, за да се провери граничната якост на опън на магнитопровода. За *MnZn* ферити тя има стойност *20-65 MPa*, за *МДМ 25-90 MPa*.

Критерий за правилното проектиране и оптимизация е стойността на прехвърлената през *РБПЕ* мощност P_T. За оценка се използва следния израз

$$P_T = \frac{\pi\sqrt{2}}{2}.f.A_c.A_{Cu}.B.J \ . \qquad (7.26)$$

Поради наличието на въздушна междина и значителните стойности на паразитните индуктивности може да се получи разлика между изчислената по (7.26) и зададена мощност. В тези случаи е възможна корекция в малки граници чрез итерационна процедура, с изменение на честотата и/или магнитната индукция.

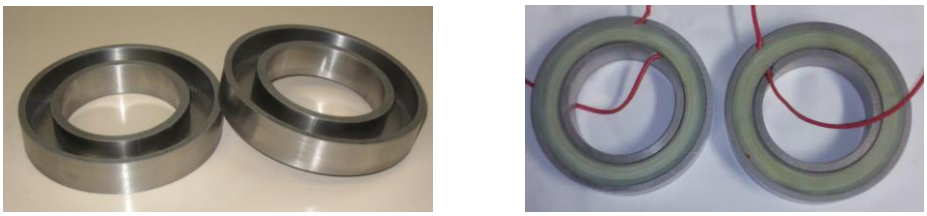
7.3. Компютърно и експериментално изследване

Експерименталните резултати са извършени с реален инструмент за *CNC* металорежеща машина за пробиване на титан чрез ротационно и аксиално движение. За захранването на ултразвуковият излъчвател, реализиращ аксиалното движение, е разработен радиален *РБПЕ*, като са използвани методиката за проектиране и оптимизация, представени в параграф 4.4.2. Тук трябва да се отчете, че радиалната конструкция е по-лесна за реализиране, защото намотката от литцендрат може да се навие предварително върху подходящ каркас и след това да се положи в магнитопровода. Това е трудно реализуемо при аксиалния вариант.

Размерите на високоскоростния инструмент за пробиване на титан определят редица от геометричните размери на *РБПЕ* и са използвани в оптимизационната процедура като ограничителни условия. За изработване на магнитопроводите на предавателната и приемна части е използван *МДМ Fluxtrol 50* [166]. В табл. 7.2 са обобщени по-важните електрически и геометрични параметри, съгласно фиг. 7.2а, а на фиг. 7.4 е представени магнитопроводите и намотките изработения прототип на *РБПЕ*.

Табл. 7.3. *Геометрични размери на РБПЕ - прототип с магнитопровод от МДМ Fluxtrol 50.*

P = 1,2 kW; f = 30 kHz ± 0,5 kHz; ъглова скорост – 20000 об/мин; аксиално отклонение ± 20 μm									
Rr1, mm	Rr2, mm	Rr3, mm	Rr4, mm	Crt, mm	Wrt, mm	Lrw, mm	Crr, mm	Wrr, mm	δr, mm
32,5	37,5	51	56	20	15	13.5	20	15	1-3

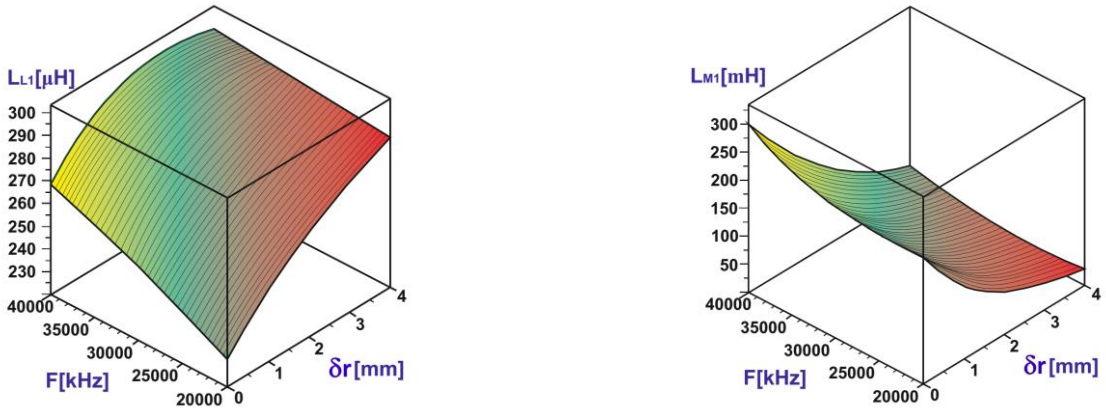


а) *б)*

Фиг.7.4. *Прототип на РБПЕ: а) - магнитопровод от Fluxtol; б) - магнитопровод и намотка на предавателна и приемна част.*

7.3.1.Електромагнитен анализ

За електромагнитния анализ на *РБПЕ* е използван методът на крайните елементи, алгоритмизиран в компютърната програма *Flux 2D*. Поради осевата симетрия на изследвания прототип и симетрията на разпределението на полето, в предавателната и приемни части е извършен *2-D* анализ. Електрическите параметри, при въздушни междини *1- 4* mm и $w_1/w_2=42/42$, са представени на фиг. 7.5, като допълнително е отчетено влиянието на работната честота. С нарастване на въздушната междина леко намаляват индуктивностите на разсейване и чувствително се намалява взаимната индуктивност. Това води до необходимостта от промяна на съгласуващата верига, с цел да се получи максимална ефективност при прехвърлянето на енергията, което е дискутирано в [7, 17, 28, 67].

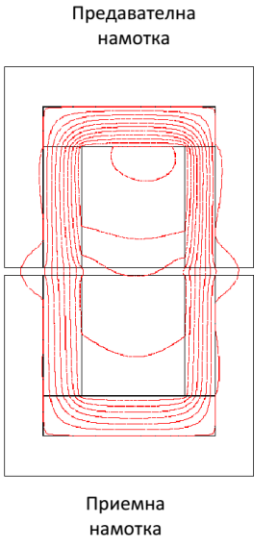


а) *б)*

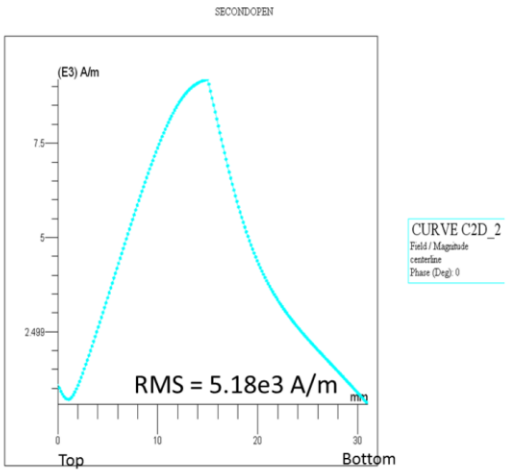
Фиг. 7.5. *Зависимост на индуктивностите на РБПЕ във функция от разстоянието между предавателна и приемна части и работната честота; а) - индуктивност на разсейване L_{L1}; б) - взаимна индуктивност L_{M1} .*

Характерно за *РБПЕ* са големите центробежни сили, получени при въртенето на приемната част и възможността на разрушаване на магнитопровода. За предпазване се използва механична конструкция, т.е. основа, в която се вгражда магнитопровода. Тя участва в разпределянето

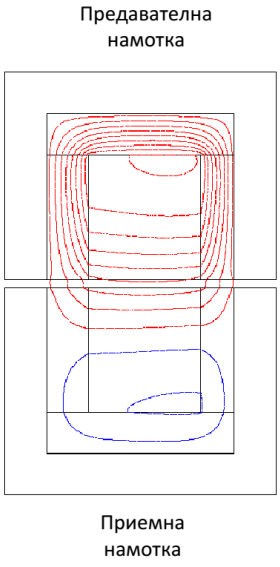
на магнитното поле и загубите на цялата безконтактна система, независимо от това, че се изработва от немагнитен материал. На фиг. 7.6 и фиг. 7.7 са представени резултатите от анализа на празен ход и късо съединение на *РБПЕ* с основа от хромникел и алуминий. Представено е разпределението на магнитния поток в магнитопровода, намотката, въздушната междина и основата – фиг. 7.6а (празен ход) , фиг. 7.6в (късо съединение) и фиг. 7.7а (празен ход), фиг. 7.7в (късо съединение), напрегнатостта на полето спрямо централната линия на симетрия на предавателната и приемна намотки – фиг. 7.6б (празен ход), фиг. 7.6г (късо съединение) и фиг. 7.7б (празен ход), фиг. 7.7г (късо съединение) и отделената специфична мощност в обема на *РБПЕ* при празен ход – фиг. 7.6д и фиг. 7.7д.



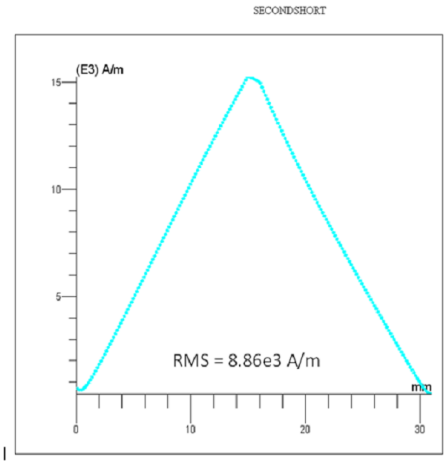
а)



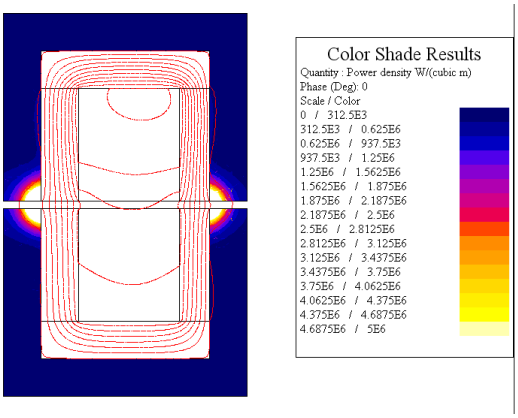
б)



в)

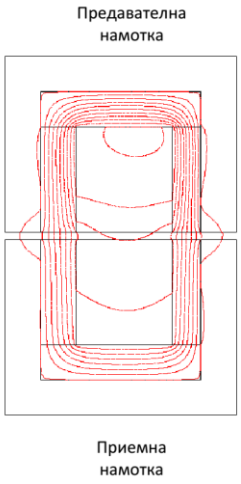


г)

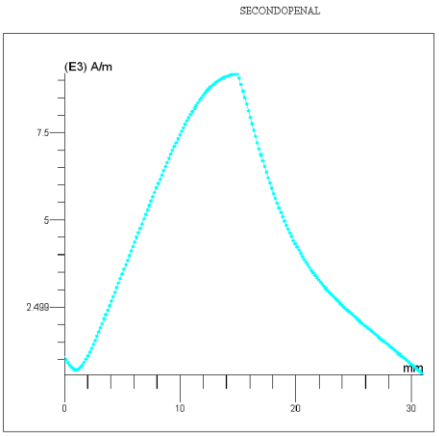


д)

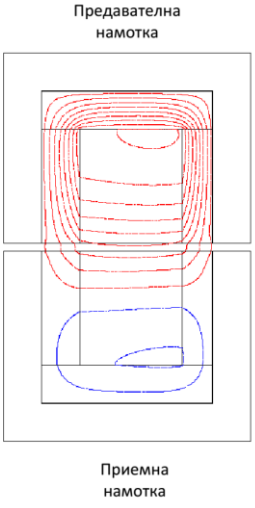
Фиг. 7.6. *Резултати от анализа при основа хромникел: а), б) - разпределение на магнитния поток и напрегнатостта на полето при празен ход ; в), г) - разпределение на магнитния поток и напрегнатостта на полето при късо съединение; д) - отделена специфична мощност при празен ход.*



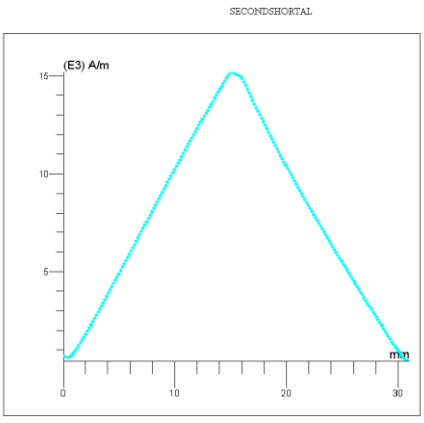
а)



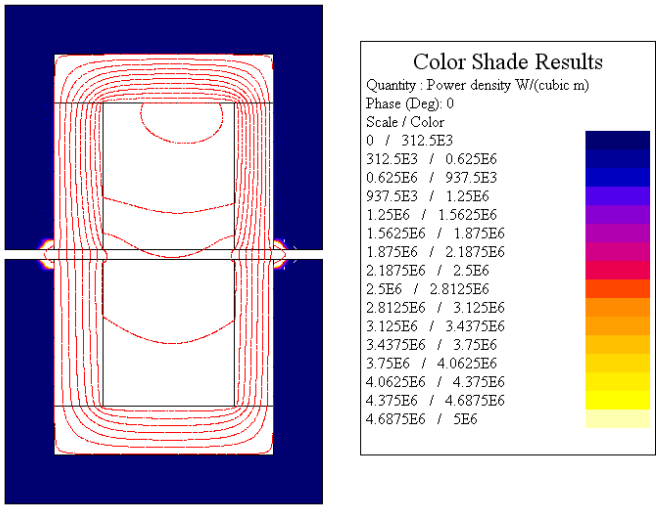
б)



в)



г)



д)

Фиг. 7.7. *Резултати от анализа при основа алуминий: а), б) - разпределение на магнитния поток и напрегнатостта на полето при празен ход ; в), г) - разпределение на магнитния поток и напрегнатостта на полето при късо съединение; д) - отделената специфична мощност при празен ход.*

Разпределението на електромагнитното поле и гъстотата на магнитните силови линии дават основание за допълнителен анализ на електромагнитните съпротивления по пътя на магнитния поток. Резултатите за двата вида основи на магнитопровода са обобщени в табл. 7.4.

Табл. 7.4. *Резултати от анализа на опитите на празен ход и на късо съединение на РБПЕ с основа от алуминий и хром-никел.*

Опит на празен ход , w_1/w_2 = 42/42					
Параметър	U_1, V	I_1, A	P_1, W	U_2, V	I_2, A
Хром-никел	813,8	4	57	621,2	0
Алуминий	793,3	4	27,75	600,7	0
Опит на късо съединение , w_1/w_2 = 42/42					
Хром-никел	340	4	21	0	3
Алуминий	339	4	16	0	3

Сравнение на параметрите от табл. 7.4 показва, че загубите при основа от алуминий на приемната намотка, са около два пъти по малки, в сравнение с основа от хромникел. Това може да се обясни с по-малките активни загуби в зоната на въздушната междина, където напрегнатостта и разсейването на полето са най-големи и част от него се затваря през основата на магнитопровода.

Основните изводи, които могат да се направят, се заключават в следното:

- при относително малко разстояние между предавателната и приемна намотки, стойността на намагнитващата индуктивност основно зависи от големината и площта на въздушната междина, а не от позицията на намотките една спрямо друга;
- индуктивността на разсейване се определя основно от геометричните размери и позиционирането на намотките и магнитопровода и много слабо зависи от големината на въздушната междина;
- коефициентът на магнитна връзка, който е функция на намагнитващата индуктивност и индуктивностите на разсейване, се увеличава при намаляване на разстоянието между намотките и между съответната намотка и магнитопровода;
- индуктивността на разсейване и намагнитващата индуктивност са пропорционални на квадрата на броя на навивките на съответната намотка;
- изменението на честотата в диапазона 20-40 kHz оказва незначително влияние върху стойностите на индуктивността на разсейване и взаимната индуктивност.

Чрез резултатите от анализа, при въздушна междина 2 мм и мощност 1,2 kW е определен *КПД* на представения прототип на *РБПЕ*, който е *94–95*% - предавателна част *96-97*% (намотка *98*%, магнитопровод *98*%), приемна част *97-98*% (намотка *99*%, магнитопровод *98*%).

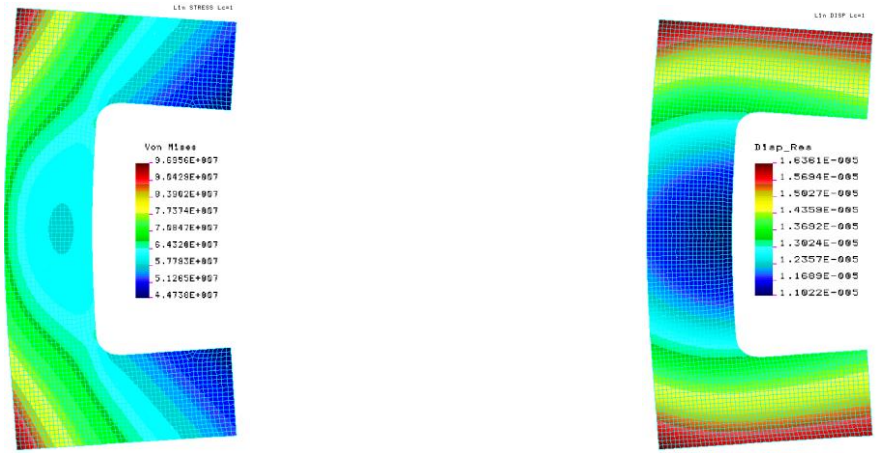
7.3.2. Механичен анализ

За анализ на механичните характеристики на *РБПЕ* е използван методът на крайните елементи (*МКЕ*), реализиран чрез програмен продукт *Cosmos/M* [166]. Поради осевата симетрия (виж фиг. 7.1а) е извършен *2D* анализ само на едната част от сечението. Параметрите на използваните материали са съгласно [166] и са обобщени в табл. 7.5.

Табл. 7.5. *Механични параметри на използваните материали за прототипа на РБПЕ.*

Параметър	FLuxtrol 50	Хромникел 12ХН3А	Алуминий AlSi11Cu	Литцендрат
Модул на линейна еластичност - **E, Pa**	$2{,}23.10^{11}$	$2{,}1.10^{11}$	$7{,}25.10^{10}$	$3{,}95.10^{9}$
Коефициент на Поасон - **μ**	0,283	0,3	0,32	0,324
Плътност – **ρ**, kg/m^3	6600	8000	2650	7600
Коефициент на темп. линейно разширение- **αt**	$11{,}7.10^{-6}$	12.10^{-6}.	$21{,}1.10^{-6}$	$10{,}3.10^{-6}$

Обект на първоначалното изследване е *РБПЕ* с размери, представени в табл. 7.3 и съставен от магнитопровод от *МДМ Fluxtrol 50* и намотка от литцендрат. От извършеният механичен анализ се установи, че при скорост на въртене *20000* rpm, силите на опън върху магнитопровода са значително над допустимите *25-90* MPa за *Fluxtrol 50*. От механична гледна точка, при този конструктивен вариант магнитопроводът не издържа якостно и не изпълнява своите функции като основа, която да понася центробежните сили, в следствие въртенето на инструмента. За илюстрация, на фиг. 7.8 са представени резултатите от анализа на аксиалния вариант, при който центробежните сили са значително по-малки от тези, при радиалния вариант. Получените резултати са използвани като ограничителни условия при оптимизацията.



а) *б)*

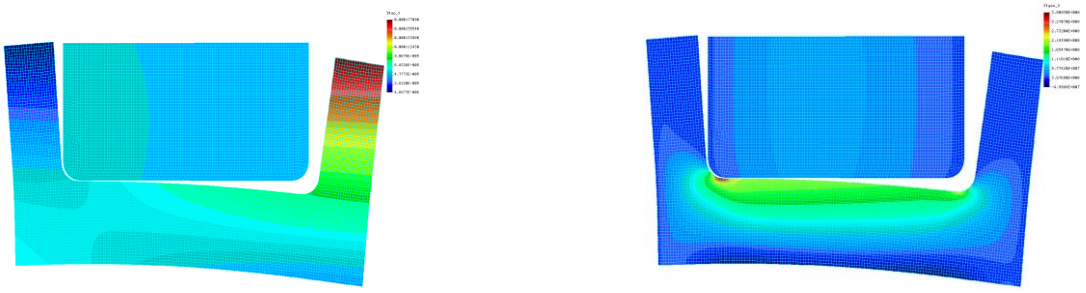
Фиг. 7.8. *Резултати от анализа на аксиален РБПЕ с магнитопровод от Fluxtrol 50, при ъглова скорост 20000 rpm: а) - максимална стойност на еквивалентните напрежения* $_{max}\sigma^{Von\ Misses}$ *=97,2 MPa; б) - максимална стойност на общата деформация* $_{max}\delta$*=0,16 mm.*

За предпазване от механичните натоварвания са разработени **два конструктивни варианта**, при който магнитопроводът е поставен в основа от по-здрав немагнитен материал.

При **първият** вариант за основа е използван хромникел *12ХН3А*, магнитопровод от *Fluxtrol 50* и намотката от литцендрат, с механични характеристики, съгласно табл. 7.5. Допустимите напрежения за хромникел *12ХН3А* са: *σдоп.=160* MPa, *τдоп.=100* MPa. При анализа на сглобената единица е осигурена хлабина *Δ=0,2* mm между магнитопровода и основата.

От анализа се установи, че в резултат на въртеливото движение на инструмента, възникват значителни напрежения в конструкцията на приемната част на *РБПЕ*. По -важните от тях са: максимална стойност на еквивалентните напрежения $_{max}\sigma^{Von\ Misses}$ *=381,4 MPa* и максимална

стойност на нормалните радиални напрежения $_{max}\sigma_r$=*381,9 MPa*. На фиг.7.9 е представен резултатът от анализа, относно общата деформация на приемната част на *РБПЕ* и нормалните радиални напрежения.



а) *б)*

Фиг. 7.9. *Резултати от анализа на радиален RIPT с основа от хромникел при ъглова скорост 20000 rpm: а) - максимална стойност на деформацията в радиално направление* $_{max}\delta_x$*=0,17 mm; б) - максимална стойност на нормалните радиални напрежения* $_{max}\sigma_r$*=381,9 MPa.*

Основният извод е, че основата от хромникел не издържа якостно при анализираните условия и не изпълнява своите функции да намали механичното натоварване на магнитопровода и намотката, в следствие на центробежните сили. Освен това, ясно се вижда, че в самата основа се появят деформации, подлагащи магнитопровода на опън над допустимите граници – фиг. 7.9а.

При **втория** вариант основата е от алуминий, марка AlSi11Cu, с механични характеристики, съгласно табл. 7.5. Допълнително могат да се добавят *Rm=130* MPa, *Re = 90* MPa, τ_B*=85* MPa, които имат пряко отношение към конкретната разработка.

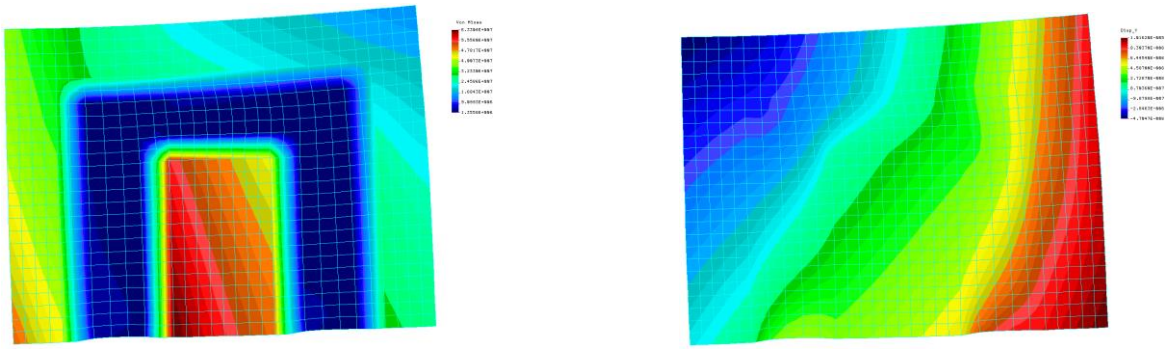
В основата от алуминий са поставени магнитопровода от Fluxtrol и намотката от литцендрат с параметри, специфицирани по-горе. При анализа е предвидено слепване между трите отделни елемента на приемната част на *РБПЕ*.

На фиг. 7.10 са представени осевата деформация и разпределението на еквивалентните напрежения за този вариант. Максималната им стойност *е* $_{max}\sigma^{Von\ Misses}$*=63,3* MPa и максималната стойност на деформацията в осево направление $_{max}\delta_y$*=0,01* mm. Други важни резултати са максимална стойност на нормалните напрежения в тангенциално направление $_{max}\sigma_t$*=65,4* MPa.

Изводът, който може да се направи е, че механичните натоварвания при този конструктивен вариант, са значително под допустимите и е целесъобразен за технологично приложение.

От изложения анализ в настоящия параграф, могат да се формулират някои общи съображения, касаещи анализа и проектирането на *РБПЕ*. На първо място трябва да се отбележи, че индуктивностите на разсейване и

взаимната индуктивност определят електромагнитните и електрическите характеристики. Малките стойности на взаимната индуктивност дефинират голям намагнитващ ток и респективно, завишени активни загуби в предавателната част. Големите стойности на индуктивностите на разсейване увеличават спада на напрежение върху намотките и са причина за голяма разлика между физическия и реалния коефициент на трансформатора, при което изходната характеристика е силно падаща с увеличаване на натоварването. Големите стойности на индуктивностите са нежелателни и от гледна точна на *ВЧ* преобразувател, защото оказват влияние на динамичните му характеристики.



а) *б)*

Фиг. 7.10. *Резултати от анализа на радиален РБПЕ с основа от алуминий, при ъглова скорост 20000 rpm: а) - максимална стойност на еквивалентните напрежения* $_{max}\sigma^{Von\ Misses}$*=63,3 MPa; б) - максимална стойност на деформацията в осево направление* $_{max}\delta_y$*=0,01 mm.*

Към тези разсъждения трябва да се добави и връзката между електрическите параметри, конфигурацията на *РБПЕ*, геометричните размери и механичните натоварвания на приемната част.

За постигане на оптимално решение е целесъобразно прилагането на многоцелева оптимизация с ограничителни условия, формирани на базата на електрическите и геометричните параметри на *РБП*Е. Задължително трябва да се отчитат следните фактори: индуктивностите на предавателната и приемна намотки са пропорционални на квадрата на броя навивки; увеличаването на въздушната междина силно влошава електрическите параметри на *РБПЕ*; центробежните сили на приемната намотка са пропорционални на масата, диаметъра и скоростта й на въртене. Може да се добави и конфигурацията на магнитната система, изискваща баланс между технологичност при изработването на *РБПЕ* и постигнати електрически параметри. Всичко това има пряка връзка с мощността и скоростта на въртене. При по-големите им стойности удовлетворяването на представените изисквания е невъзможно. За целта е целесъобразно да се използва паралелната и/или последователната работа на отделни стандартни модули на *РБПЕ*.

ГЛАВА 8

БЕЗКОНТАКТНО ЗАРЕЖДАНЕ НА ЕЛЕКТРОМОБИЛИ В СТАТИЧЕН И ДИНАМИЧЕН РЕЖИМ

8.1. Методи за зареждане на електромобили

Нарастващите изисквания за редуциране на вредните емисии на въглероден двуокис и тежки метали в атмосферата налагат необходимостта от разработването на превозни средства, задвижвани от енергоизточници, алтернативни на фосилните горива. След хибридно задвижваните автомобили, интересът на почти всички големи автомобилни компании през последните пет години се насочи към електромобилите (*ЕМ*) и свързаните с тях зарядни станции и инфраструктура [32, 149÷159]. Разглеждайки техническите характеристики на стандартен *ЕМ* (производство 2010÷2016г.), могат да се дефинират няколко основни проблема:

–**сравнително ограничен пробег** (табл.8.1), позволяващ изминаване на разстояние средно *150÷200* км с едно зареждане и максимум *200 ÷ 350* км в рамките на деня (*12* часа) при повторен заряд [150, 154, 162].

На пазара са факт и първите *ЕМ* в т.нар. луксозен клас, които имат технически параметри, аналогични на най - добрите масови автомобили до момента (табл.8.2 - *Tesla Model S*) [153].

–**нисък коефициент по отношение на времето за зареждане и разреждане**, сравнен с нормален автомобил (табл.8.1): при стандартен заряд с *3* kW, необходимото време за достигане на *90* % от капацитета на батерийния стек (*БС*) е между *6* и *10* часа, което на практика ограничава приложението на *ЕМ* основно в градски условия. Постигането на по-кратки времена за зареждане се осъществява чрез т.нар. „ускорен“ и „бърз“ заряд с мощности над *20* kW [135, 162, 171];

–**увеличаването на пробега води до нарастване на размерите, масата и цената на *БС***, а от там и на *ЕМ* като цяло [107, 143]. Това е един от основните проблеми, когато става въпрос за масовото навлизане на задвижваните с електричество автомобили в ежедневието на хората;

Наред с ниската цена за километър пробег и безспорната транспортна ефективност, може да се обобщи, че основните проблеми са - цикличност на заряд и разряд, среден непрекъснат пробег и скорост на заряд. В тази област работят редица международни компании [149÷159], които предлагат различни функционални и технически решения.

Технологията за смяна на акумулатора (*battery swap*) притежава най – добрия показател за „зареден *ЕМ*“ - от *2* до *10* минути [83,135]. За целта се изграждат станции, аналогични на зарядните, в които с помощта на

допълнителни механизми, се осъществява замяна на изтощения *БС* с предварително зареден такъв. Допълнителен стимул за използване на този похват е възможността за съхранение на електроенергия, която може да се използва в случай на нужда - захранване на болнични заведения, важни административни и комуникационни офиси и др. при отпадане на основното електрозахранване. Подобни инфраструктурни проекти са реализирани вече на множество места по света [150].

Табл. 8.1. *Технически параметри на серийно произвеждани ЕМ.*

Електромобил	**Nissan Leaf**	**Peugeot iOn**	**Tesla Model S**
Капацитет на батерията	24kWh	16kWh	60kWh или 85kWh
Номинална мощност	80kW / 107hp	24kW / 32hp 47kW / 64hp	310kW / 416hp
Максимален пробег	135km	148km	370km или 480km
Време за заряд	8h при 3,6kW 5h при 6,6kW	7h при 3,6kW	8÷10h при 10kW 4÷6h при 20kW
Способност за "Бърз заряд"	Да	30min при 330V DC	30min при 120kW
Ефективност, MPGe*	В града - 126 Извън града - 101	Средно 115	В града - 88 Извън града - 90
Ефективност, KPLe**	В града - 53,6 Извън града - 43	Средно 48,9	В града - 37,4 Извън града - 38,3
Гаранция	Обща гаранция: 160 000km / 8 год.	Обща гаранция: 64 000km / 4 год.	Батерия: 65kWh - 200 000km/ 8год. 80kWh - 8год.
Средна Цена, без ДДС	21 480 ÷ 35 020$	21 250 ÷ 33 000$	61 000 ÷ 77 000$

*MPGe - miles per gallon equivalent - изминати мили (1,608км) с един галон (3,785 литра) гориво

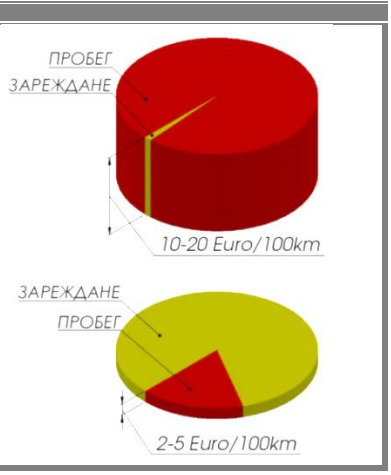
**KPLe - liter per kilometer equivalent - изминати километри с един литър гориво = 0,425 MPGe

Друго възможно решение предлагат т.нар. "бърз" и "ускорен" заряд, при които *БС* се зарежда от източник с номинална мощност от *25* до *120*kW. При тази технология средното време за заряд (между *6* и *8* часа) се редуцира драстично (до *20 ÷ 40* минути), в зависимост от капацитета и състоянието на батерията. Също така при стандартното зареждане с малка мощност (*3÷7*kW), зарядният конвертор е част от фабричното оборудване на *ЕМ*, докато в системите за ускорен и бърз заряд този конвертор се

интегрира в зарядната станция. За стандартизирането на този метод са разработени специални конекторни съединения, съчетаващи в себе си както захранващото постоянно напрежение (до *400*V DC при токове до *300*A), така и комуникационен интерфейс за диагностика на състоянието на обекта на заряд. Редица *ЕМ* поддържат тази функция на захранване на батерията, за целите на която е предвиден и допълнителен *DC* захранващ порт, фабрично вграден в *ЕМ*. Ефективността при този метод, измерена спрямо постояннотоковите вход - изход на зарядната станция, достига до *92%*, а цялостната ефективност (отчитаща и батерийния стек) рядко надвишава *80÷85%* [86, 88, 149, 150]. Топлинните загуби в размер на *5÷10%* по време на процеса заряд/разряд създават предпоставка за повишаване на температурата на *БС*, която не трябва да надвишава *70-75*^{0}C. За целта се използва допълнително охлаждане за абсорбция на генерираното количество топлина, базирано на климатичната система на *ЕМ*.

Табл. 8.2. *Относително сравнение между времената за заряд и пробег на автомобил с ДВГ и електромобил.*

Стойност	Електро-мобил	Автомобил	Съотно-шение	
Време за заряд	0,5÷8h за 100-200km	5÷15минути за 1000km	128:1	
Време за пробег	2÷4h при 80km/h	8÷14h при 80km/h	1:4	
Цена за км/пробег	2÷5 Euro/100km	10÷20 Euro/100km	1:5	
Отношение Заряд/Пробег	От 1:8 до 3:1	1:>>100	1:>100	



Всички проблеми, свързани с *ЕМ* и неговите конструктивни особености, представляват половината от общата група технологични предизвикателства. Другата половина се оформя от особеностите на изграждане на инфраструктурните обекти - зарядни станции в градска и извънградска среда:

–**инфраструктурни проблеми** - разпределение на броя зарядни станции, регулиране и управление на енергийната мрежа (*smart grid* системи), осигуряване на стабилно електрозахранване при високи нива на натоварване на мрежата (особено в т.нар. "час пик") [27, 31, 32, 71, 167];

–**енергийни проблеми** - удовлетворяване на нарастващите енергийни нужди, разпределение на енергоизточниците в близост до зоните с повишена консумация, изграждане на електроцентрали, базирани на алтернативни източници на енергия [32, 85];

–**стандартизация** - необходимост от правилен подход при избор на стандартизирани решения, обхващащи както превозните средства, така и зарядните станции ;

–**безопасност и сигурност** - процесът на експлоатация на *ЕМ* (заряд, управление, диагностика, обслужване и т.н.) задължително поставя на първо място въпроса с безопасността. Известно е, че натрупването на енергия в литиево - йонни и литиево - полимерни структури е съпроводено с отделяне на топлина, а при неправилно управление и експлоатация - и до отделяне на водород. Той от своя страна, в комбинация с кислород създава изключително опасна горивна смес [90, 167]. По тази и ред други причини се използват механизми за диагностика и комуникация между *ЕМ* и зарядната станция. Те са необходими за правилното функциониране на системата и осигуряването на високо ниво на безопасност за шофьора и пътниците.

Във всички изброени фактори "ахилесовата пета" е енергийният източник и процесите свързани с него. Паралелно с внедряването на *ЕМ* трябва да се изграждат алтернативни енергоизточници за задоволяването на огромните енергийни нужди, които електротранспортът неимоверно ще създаде. Изграждането на фотоволтаични паркове в градски условия, локализирани в близост до зарядните станции, са част от решението. В случай, че електрически задвижваните автомобили заменят изцяло тези с двигатели с вътрешно горене, максималната енергийна плътност от *180÷230*W/m^2, която съвременните фотоволтаични панели осигуряват, не може да покрие дори *5*% от тези нужди. Очевидно е, че решение тук може да бъде имплементирането на множество комплексни методи, всеки от които е подходящ при точно определени условия на средата.

Заслужават внимание и някои особености, свързани с безопасността по време на стандартното зареждане с кабелна връзка между зарядната станция и *ЕМ*: инфраструктурата за зареждане (обществени зарядни станции) е уязвима на атмосферни условия (дъжд, сняг, влага, екстремни температури) и вандализъм. Съществуващата опасност от прекъсване на кабела по време на зареждане създава риск от електрически удар, определен от относително високото захранващо напрежение. Ето защо вниманието е насочено към иновативни безкабелни технологии, осигуряващи прехвърлянето на електрическа енергия през разстояния от *10*см до *30*cm по индуктивен път, при което *БС* може да бъде частично зареждан, както по време на движение, така и в точките на престой – кръстовища, светофари, паркинги, гаражи и др. Използвайки цялата налична площ под превозното средство, в комбинация с опростен механизъм за позициониране, е възможно осъществяването на пренос на енергия при мощност над *10*kW. В условия на придвижване в градска среда тези нива на прехвърлена енергия (например по време на престой в

кръстовище), биха позволили ежедневното изминаване на *10÷20*км повече – разстояние, съизмеримо с пътя от дома до работното място [12, 17, 175].

Технологията за *ИБПЕ* подобрява удобствата свързани с използването на *ЕМ*, улеснява изграждането на инфраструктурата и повишава експлоатационната безопасност. Липсата на кабелна връзка и открити изводи я прави независима от атмосферните условия, желани и нежелани човешки въздействия и др. Тези ясно изразени положителни качества са причина усилията на редица международни научни екипи и автомобилни компании да са насочени към разработването и изследването на тази иновативна технология.

Относно техническите параметри и начинът на осъществяване на процесите при безконтактното зареждане (мощност, време, разстояние и относителна скорост между предавателната и приемна намотки), няколко метода са обект на разработка и изследване, резултатите, от които са представени в настоящата глава [6, 10, 22, 37, 72, 87, 101, 128, 147].

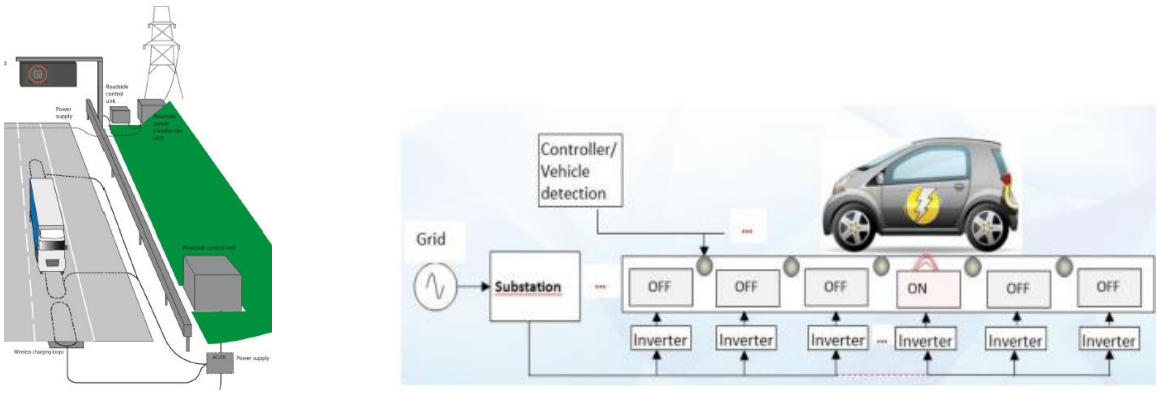
Първият представлява статично зареждане, когато *ЕМ* е спрян или паркиран [6]. В съответствие с продължителността на времето за зареждане, съществуват две възможни решения. Продължително статично зареждане, обикновено около няколко часа, когато *ЕМ* е паркиран в гараж, на паркинг, терминал и др. Второто решение е бърз статичен заряд с продължителност по-малко от един час [158, 163]. Обикновено тези зарядни станции са обществени. И в двата случая продължителността на заряда се дефинира от някои основни специфични параметъра, свързани с батерията на *ЕМ* и параметрите на зарядната станция.

Вторият метод позволява зареждане, когато *ЕМ* е в движение. Тук съществуват две възможни решения. Първото е, когато *ЕМ* се движи и спира за кратък период от време на светофар, автобусната спирка, знак „Стоп“ и др., което се нарича стационарно зареждане [152, 154]. Стационарната система за зареждане е много подходяща в градска среда, където може да се предвиди точното местоположение на местата, където спира *ЕМ*. Времето за зареждане е в рамките от няколко секунди до *1-2* минути и това предопределя необходимостта от прехвърлянето на голяма мощност от безконтактната зарядната станция към *ЕМ*. Резултатите от анализа показват, че когато се използва стационарно зареждане при движение на *ЕМ* по определен маршрут, обемът и капацитетът на батерията могат да имат значително по-малки стойности, в сравнение с традиционното статично зареждане. Вторият вариант за зареждане е, когато *ЕМ* е в движение [149,152], т.н. динамично зареждане (*ДЗ*). Тук идеята е в обществената градска пътна инфраструктура на местата, където има ограничения на скоростта, например преди и след кръстовища, светофари и др. да се монтира динамична зарядна станция, чрез която да се дозарежда батерията на *ЕМ*.

Съществува възможност по извънградската транспортна мрежа да се изградят специални пътни ленти или зони за зареждане, през които *ЕМ* да преминава с по-ниска скорост. Това позволява непрекъснато подаване на енергия към *ЕМ* в процеса на движение, което теоретично решава проблема с изтощаването на батерията и същевременно създава условия за неограничен пробег. Ефективността на зарядния процес зависи от скоростта на движение, колкото тя е по-високата, толкова по-малко енергия се предава към батерията. Предимството при използването на *ДЗ* е, че при наличие на по-дълги зарядни зони, е допустимо батерията на *ЕМ* да има по-малки капацитет, тегло и най-важното занижена цена. На практика, статичното зареждане е разновидност на динамичното при скорост, равна на нула.

8.2. Видове инфраструктури при динамичното зареждане на електромобили

Съществуват две технически решения за реализиране на *ДЗ* на *ЕМ*, които се различават по конструкцията на предавателната област - с единична предавателна намотка, покриваща цялата зона на заряд - фиг.8.1а) и матрица от отделни предавателни намотки, разположени последователно с необходимото разстояние между тях и дължина, значително по-малка от зарядната зона - фиг. 8.1б).



а) б)

Фиг.8.1. *Динамична зарядна инфраструктура: а)-единична предавателна намотка; б)-матрица от последователно разположени предавателни намотки.*

При първият вариант приемната намотка, монтирана в *ЕМ*, е с много по-малка дължина от тази на предавателната, която може да е от няколко метра до няколко десетки метра. Недостатъците тук са, че се излъчва електромагнитно поле в зоната, която не е покрита от приемната намотка и за да се елиминира вредното излъчване е необходимо то да има малка интензивност или да се екранира. Освен това, компенсиращият кондензатор трябва да бъде разпределен по дължината на предавателната

намотка, за да се осъществи равномерно компенсиране на индуктивността на разсейване. Не на последно място, важен е и фактът, че коефициентът на магнитна връзка и *КПД* имат малка стойност поради голямата разлика в активната площ на предавателната и приемна намотки.

Вторият вариант на *ДЗ* е базиран на последователно разположени предавателни намотки, свързани към една или повече зарядни станции. Зарядният процес при такава конфигурация е по-лесен за управление, тъй като коефициентът на магнитна връзка е почти постоянен и има възможност за локално въздействие върху отделните предавателни намотки. Използването на предавателна намотка с размери, близки до тези на приемната, елиминира разсейването на магнитното поле и изискването за разпределена компенсация, което е характерно при системите за статичен заряд с една предавателна намотка.

Някои от водещите разработки в това направление имат следните параметри:

UC Berkeley създава в края на *70*-те години [32, 101] една от първите системи за динамичен заряд с дължина на участъка от *213*м. Мощността, прехвърлена към автобус, е *60*kW през *7,6*см въздушна междина. КПД на системата е само *60*% при работна честота *400* Hz, поради ограничените честотни възможности на полупроводникови технологии за този период.

KAIST On Line Electric Vehicle (OLEV) е първата система официално предлагана на пазара, готова за приложение в обществения транспорт за динамично безконтактно зареждане с висока мощност [152] - до *180*kW за трамваи и до *100*kW за автобуси, при въздушна междина до *20*cm. Измереното магнитно поле около зоната за заряд е *<2.41* μT, което е около три пъти по-малко от допустимото. Основни моменти от технологията на *OLEV* са представени на фиг. 8.2.



Фиг.8.2. *Динамично безконтактно зареждане OLEV, Южна Корея.*

Conductix-Wampfler [149] предлага модулна система за *ДЗ*. В зависимост от вида на *ЕМ* (кола или автобус), системата осигурява безкабелен заряд до *60, 120* или *180* kW. Предавателните модули се изработват серийно и се монтират в предварително подготвени шахти на пътното платно - фиг. 8.3. Това значително съкращава сроковете по изработването и пускането в действие на цялата система за *ДЗ*.



Фиг.8.3. *Инфраструктура на технологията за динамично зареждане на Conductix-Wampfler.*

В режим на зареждане, инсталираната в автобуса приемна част се доближава на около *40* mm до земята. Малкото разстояние до предавателната намотка позволява магнитното поле да бъде фокусирано по такъв начин, че силно да се ограничи частта на разсеяното поле в непосредствената близост до *EM*. Интензитетът му на *50* см в зоната около *EM* ще е значително под праговата стойност (<< *6.25*μT), регламентирана от стандарта *ICNIRP* [41, 100, 137, 160].

Интерес представлява технологичното решение *PRIMOVE* на фирмата *Bombardier*. То обединява заедно статични и динамични зарядни станции за автобуси, автомобили и железопътни системи (*light rail systems*) [151]. Първоначално динамичното зареждане на *Bombardier* е приложено само към системите за железопътния транспорт, като са използвани единични зарядни модули, заработени в междурелсовото пространство. По-късно тази система е адаптирана за използване и при *EM*. Компонентите, вграждани в пътното платно включват: предавателни намотки; екран за предпазване от електромагнитното излъчване; система за управление и превключването на зарядните модули. Зарядната станция е изградена от високочестотен инвертор със система за управление и интерфейс за събиране на данни и идентифициране на *EM*. Оборудването на борда на *EM* се състои от приемна намотка, компенсиращи кондензатори, *AC/DC* преобразувател, батерия и безконтактна система за връзка със зарядната станция. Системата *PRIMOVE* се използва в обществения автобусен транспорт в град Брауншвайг, Германия.

Впечатляващи са и резултатите от няколко Европейски проекта, относно безконтактното статично и динамично зареждане на *EM* [149-154, 162-166], финансирани по програма *FP7*. Предложеното решение на проекта FastInCharge [161] се явява иновативно по отношение на факта, че то е приложимо както за статично, така и за динамично зареждане. Изходната мощност на зарядната станция FastInCharge е *35*kW (Pmax = *50*kW), при въздушната междина от *75* mm до *100* mm и хоризонталното

разместване между предавателната и приемна намотки до ± *200* mm. КПД на системата е *92*% при честота на инвертора f=*18-25*kHz и липса на хоризонтално разместване между намотките. Авторът на монографията е участвал с разработването, изследването и изработването и на предавателните и приемни модули, високочестотната преобразувателна част в зарядната станция и *ЕМ*, които заедно със системата за управление са използвани за изграждането на два вида зарядни станции - за бързо статично и динамично зареждане (съставено от четири предавателни намотки). Двата прототипа на зарядните съоръжения са монтирани и тествани в гр.Дуе, Франция [161].

8.3. Основни насоки при разработването на системите за динамичното зареждане на електромобили

Разработването на зарядните станции за *ДЗ* е свързано с редица проблеми и предизвикателства, от успешното решаване на които зависят технико-експлоатационните показатели на цялата система. От особена важност при изграждането на пътната зарядна инфраструктура, е оптимизирането на разстоянието в хоризонтално направление между отделните предавателните намотки. Те не могат да се разполагат твърде близо една до друга поради две причини. На първо място, когато няколко предавателни намотки са захранени едновременно, взаимната индуктивност между тях, генерираща отрицателно е.д.н., което намалява ефективността при прехвърлянето на енергията. На второ място, влошават се ценовите показатели на уредбата, защото се увеличава необходимия брой предавателни намотки за покриване на определена дължина от пътното платно. Свързването на по-голям брой предавателни намотки към един $ВЧ$ преобразувател също създава проблеми, относно съгласуването и регулирането на мощността. Възможните варианти тук са определен брой предавателни намотки да се свържат паралелно към един $ВЧ$ преобразувател или всяка предавателна намотка да има отделен преобразувател с голяма моментна и малка номинална мощност. В [172, 173, 177] е предложен вариант, при който няколко предавателни намотки се захранват от един $ВЧ$ преобразувател, чрез използване на електронни превключватели.

В допълнение биха могли да се добавят още няколко проблема при разработването и експлоатацията на системите за *ДЗ* на *ЕМ*. Например, когато *ЕМ* се движи по зарядната пътна лента, е необходимо е да се следи позицията на приемната намотка и да се превключват съответните предавателни модули, да се гарантира стратегия за компенсиране на реактивна мощност за различни положения между предавателната и приемна намотки при движение на *ЕМ*, както и система за интелигентен контрол и комуникация между зарядната станция и *ЕМ*. Трябва да се

отчетат още и възможностите за засичането на чужди метални обекти в зоната на заряд и изискванията за електромагнитната съвместимост, които са съществени от гледна точка на действащите стандарти за безопасност и е необходимо да се удовлетворят при проектирането на всяка инфраструктура за *ДЗ* [41, 100, 136, 160]. И не на последно място много важна е оперативната съвместимост и стандартизацията на системите за *ДЗ,* които все още представляват нерешен проблем.

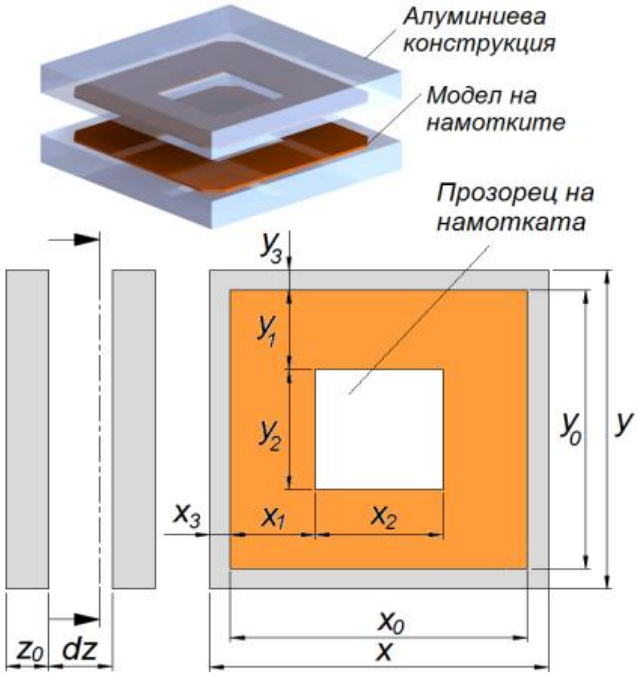
8.3.1. Анализ на енергийните процеси при динамичното зареждане на ЕМ

Анализът, извършен в параграф 8.2. показа, че технически най-целесъобразно решение за *ДЗ* е инфраструктурата с предавателна част, състояща се от отделни модули (фиг. 8.1b). Допълнително предимство е и обстоятелството, че тази конфигурация е подходяща и за статично зареждане на *ЕМ*, при използване само на една предавателна намотка [160, 167]. Основният модул на разработената инфраструктура за *ДЗ* е представен на фиг. 8.4. Електрическите параметри на системата за безконтактни зареждане са същите, както в края на параграф 8.2., а по-важните масогабаритни показатели в съответствие с фиг.8.4 и някои електрически величини са представени в табл. 8.3.

Табл. 8.3. *Технически параметри модула за безконтактно предаване на енергия.*

Външни размери и обща маса	*Предавателна намотка - TX 816x716x80mm / 29kg*
	Приемна намотка - RX 800x700x58mm / 24kg
Индуктивност (dx=dy=0mm)	L_{TX} *=59.5μH, dz=100mm*
	L_{RX} *=59.8μH, dz=100mm*
Размери на намотките (без магнитопровода), [mm]	*Tx :* x_0*=540,* y_0*=640,* x_1*=* y_1*=115*
	Rx : x_0*=540,* y_0*=640,* x_1*=* y_1*=105*
Брой навивки и стъпка на навиване	N_{TX} *=7,* Z_1*=14mm, ds =18mm*
	N_{RX} *=7,* Z_1*=9.6mm, ds =17mm*
Тип литцендрат	*Tx: 1920x0.200,* $S \approx 60mm^2$
	Rx: 960x0.200, $S \approx 30mm^2$
Маса и дължина на литцендрата	*Tx:* $m_c \approx 8.5kg$*,* $L \approx 14.5m$
	Rx: $m_c \approx 4.2kg$*,* $L \approx 14m$
Маса на магнитопровода	*Tx:* $m_f \approx 10.1kg$
	Rx: $m_f \approx 9.5kg$
Общо сечение на магнитопровода	*Tx:* $s_f \approx 6\ 160mm^2$
	Rx: $s_f \approx 6\ 160mm^2$

$\boldsymbol{m_f}$ *– обща маса на феритите , [g];*
$\boldsymbol{S_f}$ *– общо сечение на феритните клъстери , [mm^2];*
ds *– стъпка на навиване [mm];*
$\boldsymbol{m_c}$ *– обща маса на медта , [g];*
$\boldsymbol{z_1}$ *– диаметър на литцендрата,[mm];*
$\boldsymbol{N_{TX,\,RX}}$ *– брой навивки на предавателна и приемна намотка.*



Фиг. 8.4. *Геометрични размери на модула за безконтактно предаване на енергия.*

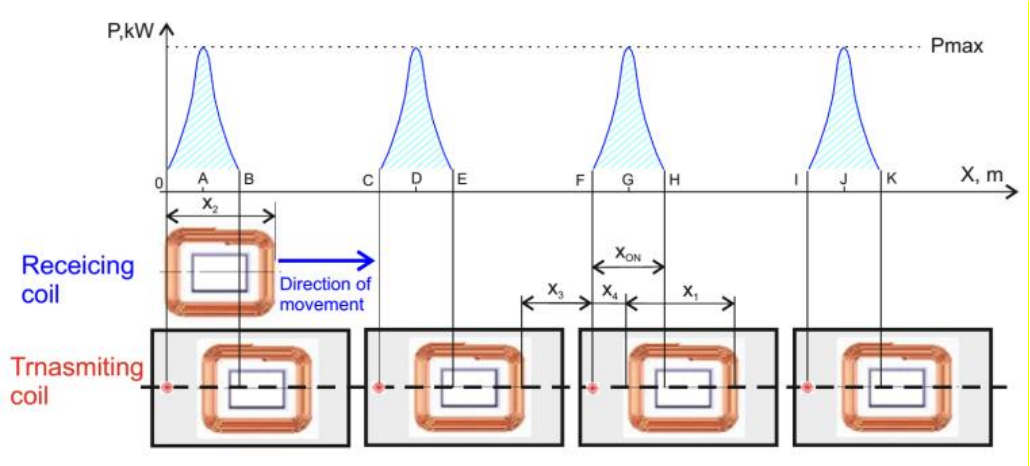
При проектирането са отчетени ограниченията в размерите на предавателна и приемната намотки. Например, допустимите размерите на приемната намотка са определени от мястото за вграждане в *EM*. От друга страна, спазването на стандартите за електромагнитни излъчвания предопределя еднаквост на предавателната и приемна части и в съответствие с това се дефинират и геометричните размери на предавателните намотки.

Когато два *EM* се движат последователно върху зарядна пътна лента, на определена дистанция един след друг за избягване на застъпването на две приемни намотки върху група предавателни, свързани към обща зарядна станция, е необходимо да бъде изпълнено условието (виж фиг. 8.5):

$$x_n - x_{EV} < x_{dist}, \tag{8.1}$$

където $x_n - x_1 = (n-1).(x_1 + x_3 + x_4)$ - максимално разстояние между първата и последната предавателни намотки захранвани от една зарядна станция;
n – брой намотки, свързани към обща зарядна станция;

x_n – разстояние от началото на първата до края на последната намотки, захранени от един зарядна станция;
x_1 – дължина на намотката;
x_3 – разстояние от края на намотка до сензора за превключване;
x_4 – разстояние от сензора за превключване до начало на намотка.



Фиг. 8.5. *Инфраструктура и разпределение на енергията при ДЗ на ЕМ.*

За определяне на прехвърлената енергия към *ЕМ* по време на движение се използва следния фундаментален израз [75, 91].

$$P_{OUT} = \frac{P_{LOSS}.(k.Q)^2}{2.[1+\sqrt{1+(k.Q)^2}]} \quad , \tag{8.2}$$

където Q е качествен фактор на еквивалентната схема на *ИБПЕ*; P_{LOSS} - загуби на намотките, които са разпределени между предавателя и приемника в съответствие със съотношението на собствените им качествени фактори.

Съгласно (8.2), отношението на P_{LOSS} към изходната мощност P_{OUT} е равно на:

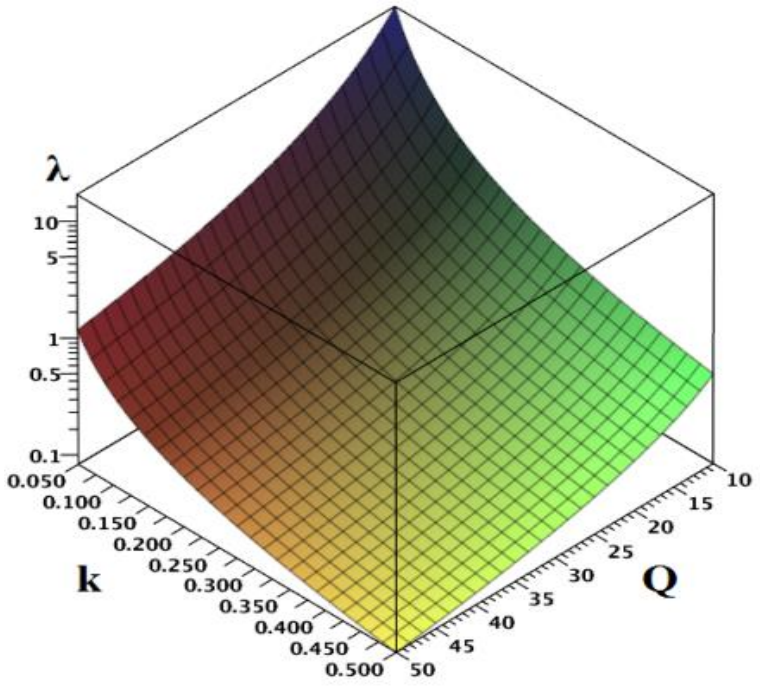
$$\lambda = \frac{P_{LOSS}}{P_{OUT}} = 2.\left(1+\sqrt{1+(kQ)^2}\right)/(kQ)^2 \, , \tag{8.3}$$

Очевидно е, че за да се постигне по-добра ефективност, е необходимо $\lambda << 1$. Въз основа на (8.3) е направен анализ, чийто резултати са представени на фиг.8.6, съответно при $k = 0.05\text{-}0.5$ и $Q=10\text{-}50$. Стойността на загубите нараства значително при $к < 0.1$ и $Q < 10$. Извършеният анализ доказва, че за надеждната работа на *ИБПЕ* е необходимо $k > 0{,}3$ и $Q > 20$, т.е. $k.Q = 6 \div 10$. Ето защо (8.3) може да бъде опростено, използвайки гореизложените разсъждения:

$$\lambda = \frac{P_{LOSS}}{P_{OUT}} \approx 2.\left(1 + \sqrt{{\beta_{IPT}}^2}\right)/{\beta_{IPT}}^2 \approx \frac{2}{\beta_{IPT}} \quad , \qquad (8.4)$$

където: $k.Q = \beta_{IPT}$, $\beta_{IPT} \gg 2$.

Ако коефициентът на магнитна връзка k има малка стойност ($k < 0{,}3$), е възможно чрез оптимизиране на Q (увеличаване на индуктивността на намотките) да се запази съотношението $k.Q=6$. В противен случай *ИБПЕ* ще има лоши енергетични параметри.

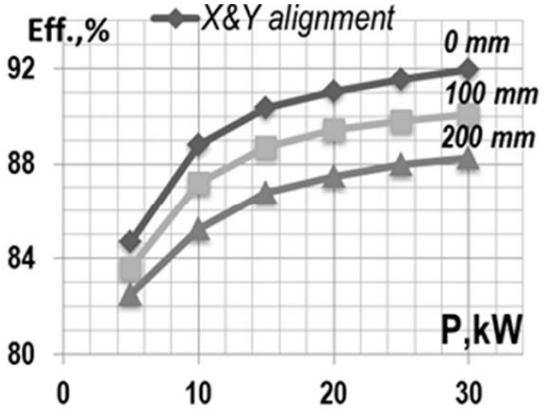


Фиг.8.6. *Загуби в намотките при различни стойности на k и Q.*

При *ИБПЕ* с по-ниска мощност (до *1-2* kW) е възможно да се прехвърля енергия при по-лош коефициент на магнитна връзка чрез оптимизиране на качествения фактор *Q*, посредством корекция индуктивността на намотките. Подобен процес на оптимизация на *Q* при зарядните станции за *ЕМ* е икономически нерентабилен, поради използването на повече литцендрат и ферити, което води до недопустимо увеличаване на електрическите загуби. В някои случаи е уместно да се промени дължината и/или широчината на намотките. Чрез изменение на размера на предавателната намотка при един и същ брой навивки, може да се приеме [172, 176], че се получава почти пропорционална промяна на индуктивността и активно съпротивление, като по този начин *Q* факторът остава неизменен. Единствената промяна е в коефициента на магнитна връзка и следователно, прехвърлената мощност съгласно (8.2) се променя пропорционално в съответствие със стойността му.

При дадена геометрия на предавателните и приемната намотки мощността, прехвърлена към *ЕМ*, зависи от въздушната междина и от отклонението в хоризонтално направление между намотките. В тази връзка е извършен анализ и е доказано, че оптималното съотношение между геометричните размери на модула за безконтактно предаване на енергия е $D/x_1<0.25$ (*D* - вертикалното разстояние между предавателната и приемната намотки, x_1 - дължината на намотката), които гарантират коефициент на магнитна връзка *k* по-голям от *0,3* (виж фиг.8.6) и следователно, по-добро прехвърляне на енергия и по-висок *КПД*. Когато отношението D/x_1 е равно на *0.25*, КПД на безконтактния модул има стойност *80%*, докато при $D/x_1<0.125$ - достига своя максимум 93%. Косвено, тези съотношения се използват за определяне на оптималното разстояние между намотките при *ДЗ*. Обобщение на резултатите е представено на фиг. 8.7. Графиката представя зависимостта на КПД във функция от хоризонталното разместване между намотките (*0, 100, 200* mm) при вертикалното разстояние между тях от *100* mm.

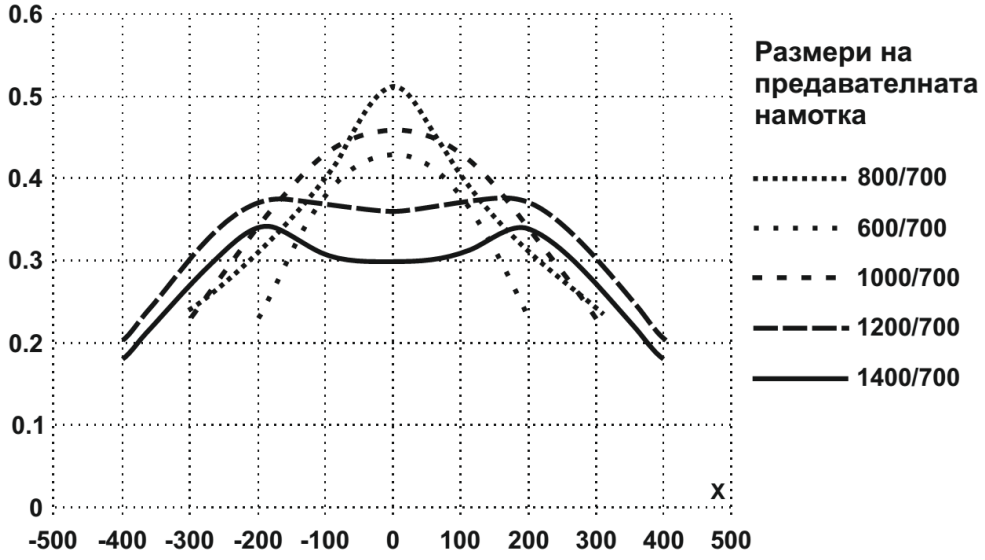
Максималният КПД на зарядната станцията от захранващата мрежата до *БС* при нулево разместване на намотките и *100* mm въздушна междина е *90-92%*. Тази ефективност се получава от отделните модулите по следния начин: а) *ВЧ* инвертор - 97-98%; б) модул за безконтактно предаване на енергия *94-95%* - предавателна част *96-97%* (проводник *98%*, магнитопровод *98%*), приемна част *97-98%* (проводник *99%*, магнитопровод *98%*); в) *AC/DC* преобразувател в *ЕМ* - *98-99%*.



Фиг.8.7. *КПД на системата за безконтактно зареждане при различни стойности на мощността и разместване в посока X и Y. Стойността на разстоянието между предавателната и приемна части е 100 mm.*

При режим на *ДЗ*, поради движението на *ЕМ*, разместването между предавателната и приемната намотки Δx непрекъснато се изменя, което води до промяна на стойността на коефициента на магнитна връзка *k*. Извършено е изследване, използвайки софтуерен продукт *Ansoft Maxwell*, на зависимостта между тези два параметъра при различни размери на предавателната намотка - (вж. фиг.8.8). При всички компютърни

симулации са неизменни размерите на приемната намотка - *800/700* mm и разстоянието между намотките – *100* mm.



Фиг.8.8. *Коефициент на магнитна връзка при различно хоризонтално разместване и размери на предавателната намотка. Стойността на разстоянието между предавателната и приемна части е 100 mm.*

Може да се направи извода, че при еднакви размери на предавателната и приемната намотки (*800/700* mm), и нулевото хоризонтално изместване между тях (*x = 0*), коефициентът на магнитна връзка *k* има максималната стойност, равна на *0.51*. Коефициентът *k* е по-голям от *0.3*, когато *x* е в диапазона от *-200* mm до *+200* mm. При размер на предавателна намотка *1200/700* mm най-голямото допустимо изместване между намотките, при което се запазва ефективен трансфер на енергия, е от *-300* mm до *+300* mm. Тогава коефициентът *k = 0.37*. Следователно, максималната моментна мощност ще има стойност *0,37/0,51* пъти по-малка, в сравнение с намотка с размерите *800/700* mm.

В съответствие с фиг. 8.5 и (8.2), средната стойност на трансфериранатa мощност от предавателната към приемната намотка (пропорционална на *k*) се определя с израза:

$$P = \frac{1}{x_{ON}+x_{OFF}} . \int_0^{x_{ON}} P(x)dx \quad , \qquad (8.5)$$

където $x_{ON} = 2.x_4$ - разстояние, когато припокриването на две намотки е в границите на допустимото изместване и *k>0.3*; $x_{OFF} = x_1 - x_4 + x_3$ – разстояние, през което не се прехвърля енергия.

Определянето на средната мощност се извършва след апроксимиране на функцията *P(x)* със стандартни геометрични форми [82, 143, 175]:

- в случай на триъгълник с височина P_{MAX} и основа x_{ON} се използва следния израз:

$$P_1 = \frac{1}{x_{ON1}+x_{OFF1}}.\int_0^{x_{ON1}} P_1(x)dx = \frac{1}{x_{ON1}+x_{OFF1}}.\frac{P_{MAX1}.x_{ON1}}{2} \qquad (8.6)$$

- в случай на трапецовидна форма с основи x_{ON1} , $0.7x_{ON1}$ и височина P_{MAX} е в сила израза:

$$P_2 = \frac{1}{x_{ON2}+x_{OFF2}}.\int_0^{x_{ON2}} P_2(x)dx = \frac{1}{x_{ON2}+x_{OFF2}}.\frac{P_{MAX2}.1{,}7x_{ON2}}{2} \qquad (8.7)$$

- в случай на парабола се получава:

$$P_3 = \frac{1}{x_{ON3}+x_{OFF3}}.\int_0^{x_{ON3}} P_3(x)dx = \frac{1}{x_{ON3}+x_{OFF3}}.\int_0^{x_{ON3}} (-C_1.x^2 + C_2)dx =$$

$$= \frac{1}{x_{ON3}+x_{OFF3}}.\left(-\frac{C_1}{3}.{x_{ON3}}^3 + C_2.x_{ON3}\right) \quad , \qquad (8.8)$$

където C_1 е коефициент, характеризиращ наклона на параболата, а C_2 изместването на върха ѝ.

Енергията, която се предава към *EM*, преминаващ през *n* броя предавателни намотки при скорост *V*, е равна на:

$$E = n.P.(t_{ON} + t_{OFF}) = n.P.(x_{ON} + x_{OFF})/V \quad , \qquad (8.9)$$

където t_{on} , t_{off} е времето през което всяка предавателна намотка е съответно включена или изключена on/off. Очевидно е, че $t_{ON}=V/x_{ON}$, $t_{OFF}=V/t_{OFF}$.

В табл. 8.4 са представени резултатите за средната стойност на мощността, изчислена чрез изрази (8.2) - (8.9), в съответствие с коефициента на магнитната връзка *k* от фиг. 8.8, размера на предавателната намотка и хоризонталното разместване. Размерите на приемната намотка (*800/700* mm), разстоянието между отделните предавателна намотка (800 mm) и въздушната междина между предавател и приемник (*100* mm) са неизменни.

От (8.9) и табл. 8.4 е очевидно, че стойността на прехвърлената енергия зависи от скоростта на *EM*, броя на предавателните намотки и ефективното разстояние за трансфер на мощност - x_{ON}. Резултатите от този анализ се използват за изчисляване на максимално допустимата скорост на *EM*, с цел да се прехвърли желаното количество енергия към акумулаторната му батерия.

Стойността на прехвърлената към *EM* енергия също зависи и от дължината на предавателните намотки. Най-голяма моментна мощност (*50*

kW) се получава при еднакви размери на приемната и предавателната намотки, тъй като магнитният поток се затваря симетрично през техните магнитопроводи. При увеличаване на дължината на предавателната намотка до известна степен се увеличава размера на активната зона x_{ON}. Стойността на моментната мощност е по-малка от варианта при намотки с еднакви размери, но за сметка на това средната стойност на трансферираната мощност нараства до максимална си стойност (в случая *8,9* kW). По-голямото увеличаване на дължината на предавателните намотки намалява площта на ефективен трансфер на енергия и следователно, средната стойност на мощността се понижава. Причината за това е, че поради значителната разлика в размерите на двете намотки, магнитният поток на предавателната намотка се затваря в зоната над нея, без да достига до приемната намотка. Това увеличава индуктивностите на разсейване и значително намалява коефициента на магнитна връзка. Допълнително може да се отбележи, че този вариант има значителна площ от предавателната намотка, която не се покрива от приемната и електромагнитното поле в тази зона ще въздейства върху най-близките метални части и оборудване на *ЕМ*. В резултат на това нормите за електромагнитна съвместимост няма да бъдат изпълнени [100, 160].

Табл.8.4. *Трансферирана мощност при различни варианти за ДЗ на ЕМ.*

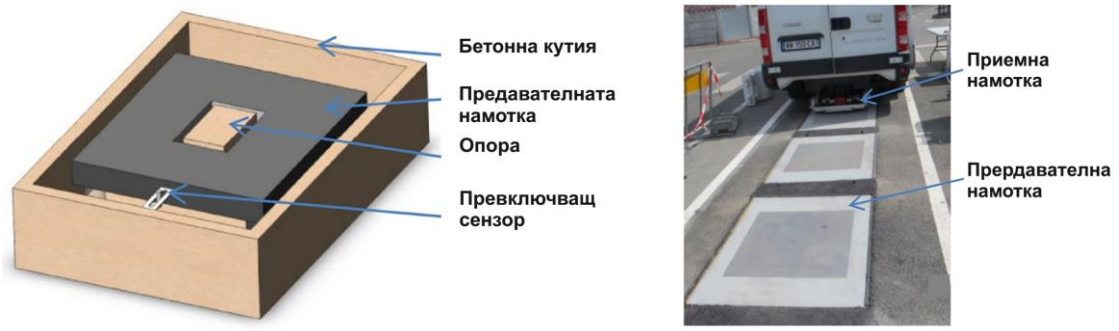
Размери на приемна намотка - 800/700 mm Хоризонтално разстояние между предавателните намотки - 800 mm Вертикално разстояние между предавателната и приемна намотки -100 mm Максимална мощност - 50 kW							
Размери на предавателната намотка, mm	Хоризонтално разместване в посока X (фиг.8.4), mm	Максимална стойност на коефициента на магнитна връзка	x_{ON}, mm	x_{OFF}, mm	P_{MAX}, kW	P, kW средна мощност	Брой предавателни намотки на разстояние 100 m
600/700	±150	0,43	300	1100	42,2	4,4	≈71
800/700	±200	0,51	400	1200	50	6,25	≈62
1000/700	±250	0,46	500	1300	45,1	7,34	≈55
1200/700	±300	0,36	600	1400	35,27	8,9	50
1400/700	±250	0,38	500	1700	31,4	4,1	≈45

В последната колона от табл. 8.4 са представени необходимият брой предавателни намотки, които могат да бъдат инсталирани в участък от инфраструктура за *ДЗ* с дължина – *100* m. В случай на предавателна намотка с размери *1200/700* mm се изискват около *20*% по-малък брой предавателни модули, в сравнение с варианта *800/700* mm, което съответно намалява разходите за силово и комуникационно оборудване, превключващи сензори и др. Пълна икономическа оценка и окончателното решение за избор може да се вземе, като допълнително се отчетат общите

производствени разходи, включващи стойността за приемна част, защитни кутии, монтаж и др.

8.3.2. Относно някои конструктивни особености при инфраструктурата за динамично зареждане

Не само електрическите, но и конструктивните параметри са от важно значение за надеждната работа на инфраструктурата за *ДЗ*. Предавателните намотки се инсталират в пътното платно, трябва да понасят съответната товароносимост и да имат защита от вода, влага, прах, екстремална температура и други условия на околната. За да се удовлетворят тези изисквания, е разработена оригинална конструкция за защитна кутия на предавателните намотки (фиг. 8.9а), използвайки полимерен бетон, армиран с фибростъкло (метална арматура е недопустима), позволяваща да се сведе до минимум дебелината на капака (*40* mm) и респективно въздушната междина между предавателната и приемна намотки (*100* mm) - фиг.8.9б). Механичните качества са доказани с документ от изпитанията за спазване на стандарта „*Клас B125*“ за съоръжения монтирани в пътното платно с товароносимост над *12,5* t.



а) б)

Фиг.8.9. *Инфраструктура за динамично зареждане: а) – защитна кутия от полимерен бетон; б) – реални изследвания относно ДЗ на ЕМ.*

8.3.3. Управление на процеса на заряд при ДЗ на ЕМ

При инфраструктурата за *ДЗ* превозните средства е трудно да бъдат точно позиционирани така, че да няма разместване в странично направление. Най-честото се използва визуална маркировка на пътното платно, която да помогне на водача да управлява *ЕМ* колкото се може по-точно над зоната за заряд. Тук е много важен въпросът относно алгоритъма и техническото решение за включване и изключване на предавателните намотки. Анализирани и изследвани са следните възможни решения:

а) при навлизане на *ЕМ* в зоната на заряд и "стартиране на зареждането" всички предавателни намотки са захранени с малка мощност.

Когато дадена предавателна намотка се покрие в достатъчна степен от приемната намотка в *ЕМ*, еквивалентното й съпротивление намалява и се увеличава тока. Това е сигнал към ВЧ инвертор за превключване и увеличаване на изходното напрежение и мощност. При движението на *ЕМ* площта на припокриване намалява, респективно се увеличава импедансът на предавателната намотка, което е сигнал за превключването на ВЧ инвертор отново за работа с малка мощност. Този алгоритъм се повтаря при навлизане в зоната на следващата предавателна намотка. Недостатък на представения вариант за *ДЗ* е, че всяка предавателна намотка трябва да се захранва от отделен ВЧ инвертор;

б) измерване на импеданса на всяка предавателна намотка, който се променя при припокриването им от приемната намотка. Изменението на импеданса се сравнява с предварително определени прагови стойности, определящи включването и изключването на ВЧ инвертор. Като недостатък може да се посочи, че импедансът може да се промени не само от наличието на приемна намотка, но и от други части на *ЕМ* или външни метални предмети;

в) използване на сензори за включване на отделните предавателни намотки, когато са изпълнени условията за правилното препокриване с приемната намотка. Прехвърлянето на енергия се изключва, когато изходният ток на ВЧ инвертор спадне под определената стойност т.е., командата се получава безсензорно.

Въз основа на резултатите от анализа по отношение на техническата реализуемост и надеждност е избран и реализиран третият вариант - фиг. 8.1б) , фиг. 8.5 и фиг. 8.9. Точките *O, C, F, I* от фиг. 8.5, маркират местоположението на сензорите за стартиране на алгоритъма за заряд на *n* на брой предавателни намотки, свързани към една зарядна станция.

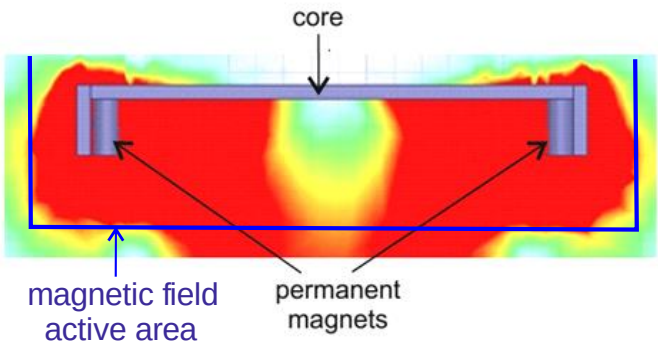
ДЗ на *ЕМ* е възможно, ако са изпълнени две предварителни условия. Първото включва някои организационни въпроси, свързани с идентифицирането на дадения *ЕМ*, плащането на енергията и т.н. Второто е технологично – свързано с точното позициониране на приемната намотка върху предавателната при движение в зоната на заряд. Правилното позициониране означава, че са изпълнени всички специфицирани изисквания за припокриването между двете намотки и вертикалното разстояние между тях.

Много важно условие е избраният сензор да работи надеждно без да се влияние от високочестотното електромагнитно поле между две предавателни намотки и да има възможност да регистрира освен наличието на приемна намотка и допълнително - правилното и позициониране. Чрез експериментални изследвания на редица видове и типове сензори [40, 93, 109, 112, 136] се установи, че най-голяма функционална надеждност за конкретното приложение се постига чрез магнитен сензор тип *MGT 201* [166], който се състои от две части - активна и пасивна.

Активната част на сензора е монтирана в предната част на предавателната намотка, по посока на движението на *ЕМ* (посока *x*) - фиг.8.5. Разстоянието x_4 между сензора и началото на предавателната

намотка подлежи на регулиране, като по този начин се определя моментът на активиране прехвърлянето на енергията, в съответствие със степента на припокриване между предавателната и приемна намотки, т.е. максимално допустимото разместване по посока на движението на *ЕМ*.

Пасивната част на сензора, фиг. 8.10, включва два постоянни магнита, магнитопровод с „*П*“ образна форма и защитна кутия от алуминий. Тя се монтира в задния участък на приемната намотка, по посока на движение на *ЕМ*. Видът на постоянните магнити, геометричните размери и конфигурацията на магнитопровода осигуряват точното разпределение на магнитното поле (по интензитет и площ) - фиг.8.10, което е в съответствие с правилното позициониране в хоризонтално и вертикално направление между двете намотки. Едва когато са изпълнени тези условия, активната част на магнитния сензор се активира и разрешава включването на *ВЧ* инвертор, респективно прехвърлянето на електрическата енергия към предавателната намотка. Когато *ЕМ* се движи и приемната намотка преминава върху предавателната, прехвърлената мощност в началото е минимална, достига максимум при най-голямо припокриване между намотките и отново спада до минимална си стойност - фиг.8.5. Колкото разместването между намотките е по-голямо и толкова изходната мощност е по-малка.



Фиг.8.10. *Магнитен сензор – пасивна част.*

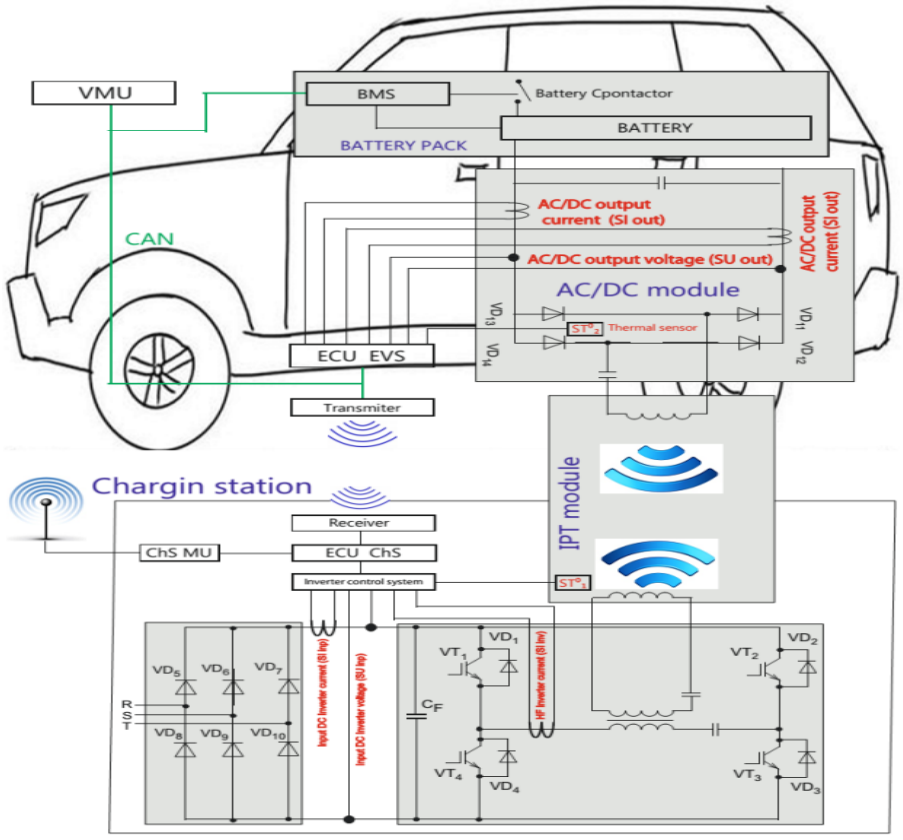
Вторият минимум (точки *В, Е, Н, К* - фиг.8.5) се използва за спиране на заряда и изключване на съответната предавателната намотка, което се извършва от системата за управление на *ВЧ* инвертор, т.е. изключването е безсензорно. Така зарядната станция е готова за включване на следващата предавателна намотка. В резултата на движението на *ЕМ*, същият алгоритъм се повтаря и за всяка следваща предавателна намотка, разположена в зоната на инфраструктурата за *ДЗ*.

8.3.4. Структура и нива на комуникация при станциите за динамичен заряд

На фиг. 8.11 е представена цялостната архитектура на разработения вариант за динамично зареждане на *ЕМ*. Тя съдържа два основни модула – зарядна станция и приемна част, разположена в *ЕМ*. Основните модули в

зарядната станция са: *AC/DC* входен токоизправител и високочестотен инвертор. Главната функция в *ЕМ* се изпълнява от *AC/DC* модула, който е специално проектиран да отговаря на специфичните електрически параметри при *ДЗ* като максимален трансфер на електрическа енергия, работна честота, *кпд* и др.

За изпълнение на зададения алгоритъм на работа на инфраструктурата за *ДЗ* се използват управляващи и комуникационни модули, представени на фиг. 8.11. В *ЕМ* те са: блок за управление на енергийните процеси в *ЕМ* (*VMU*), работещ като главен управляващ модул, блок за електронно управление и комуникация (*ECU EVS*) и блок за управление на заряда/разряда на батерията (*BMS*), работещи като второстепенни. Комуникацията между трите модула се извършва чрез обща *CAN* шина. Блокът *ECU EVS* получава данни от *AC/DC* модула съответно за работната температурата, изходните *DC* ток и напрежение, а също и информация от системата за вертикалното и хоризонталното позициониране на приемната намотка (ако има такава). *BMS* модулът е интегриран в батерията и има функции за мониторинг на състоянието и управление на заряда на батерията в *ЕМ*. Той съдържа фабричен софтуер, съответстващ на характеристиките на батерията и зарядните характеристики при различни температури и състояние на заряд.



Фиг.8.11. *Структура на предавателната и приемна част на безконтактната зарядна станция.*

В зарядната станция са разработени и интегрирани два контролера, изграждащи системата за управление *ECU ChS* и *ChS MU*. Първият приема данните от *ECU EVS* за измерените изходен ток и напрежение от *AC/DC* модула, сравнява ги със зададените от BMS модула и генерира управляващи сигнали към *ВЧ* инвертор за корекция на мощността към предавателната намотка. Информацията за процеса на заряд, като и всички данни по индентификацията на *EM* се съхраняват и обработват в модула *ChS MU*.

Комуникацията при разработената технология за безконтактно *ДЗ* на *EM* е организирана на две нива. На ниското ниво се осъществява комуникация между модулите от зарядната станция и *EM*. Основно се трансферират технологични данни за контрол като: дефинирани настройки (ток и напрежение на зареждане) от *BMS*, измерените стойности на изходните ток и напрежение от *AC/DC* модула, сигнали старт/стоп за процеса на зареждане и т.н. Всички данни се прехвърлят през промишлена Wi-Fi система с предавател, разположен в *EM* и приемник - в *ЗС*. В случая комуникацията е еднопосочна. На по-високото ниво е комуникацията между зарядната станция и потребителя (водача на *EM*), съответно със системата за управление на енергоснабдяването (*СУЕ*), която е организирана и функционира на регионално ниво, обслужвайки определен брой зарядни станции и *EM* - фиг.8.11.

8.3.5. Система за управление енергоснабдяването на зарядните станции

Извършеният анализ относно развитието на електрическия транспорт показа, че се очаква ръст от *400%* в годишните продажби на *EM* до 2023 г. Паралелно с това значително ще се увеличи потреблението на електроенергия и необходимата пикова мощност в районите с висока степен на концентрация на зарядни станции. Водачите на *EM* имат доста широк профил и в съответствие с това различен стил на зареждане. Интерпретирането на всички варианти на алгоритмите за зареждане на *EM* може да помогне на електроенергийните компаниите да направят съответните промени в инфраструктурата и да разработят нови системи за интелигентно енергийно управление, които да са в състояние да гарантират заряда на голям поток превозни средства през цялото денонощие [167]. Основните насоки за анализ могат да бъдат групирани в две категории: начин на зареждане и въздействие върху електроснабдителна мрежа (*ECM*).

Начин на зареждане. На базата на проучванията в [161] е установено, че по-голямата част от потребителите, притежаващи зарядни станции в къщи, зареждат своите *EM* през нощта, извън енергийните пикови периоди. Съществуващите времеви тарифи са допълнителен

стимул за извън пиково потребление на електроенергията. Използването на обществените зарядни станции не е много интензивно, защото към тях водачите прибягват само за кратки дозареждания на батерията на *ЕМ*. Това се извършва обикновено през работните часове и по този начин се увеличава потреблението на енергия през пиковите периоди.

Въздействие върху енергийната мрежа. Времетраенето на цикъла за зареждане и необходимата мощност варират в зависимост от модела на *ЕМ*, вида на зарядното устройство и степента на разряд на батерията. Средната консумирана мощност при заряд на повечето *ЕМ* е *3-6* kW, а при режим на бързо зареждане достига *20 - 30* kW.

С навлизането на безконтактните зарядни станции, в т.ч. и на тези за динамичен заряд, броят на едновременно зареждащите се *ЕМ* значително ще се увеличи. Профилът на натоварване на електрическата мрежата е трудно прогнозируем, но е сигурно, че чувствително ще се променени по отношение на консумираната мощност и интервалите на пиково натоварване. Теоретично е възможно да се получи пропадане на напрежението, претоварване по ток и т.н.

За решаване на тези проблеми е разработена и предложена система за управление на енергоснабдяването (*СУЕ*) на зарядните станции [161, 167], която минимизира потенциалните смущения в нормалното им функциониране. Освен това, тя предоставя някои услуги за водачите на *ЕМ* и оператора на *ЕСМ*, които в най-общ вид са:

- следене параметрите на работещите зарядните станции т.е., потреблението на енергия в реално време и предлагане алгоритъм за промяна на зарядния процес, осигуряващ нормална работа на *ЕСМ*;

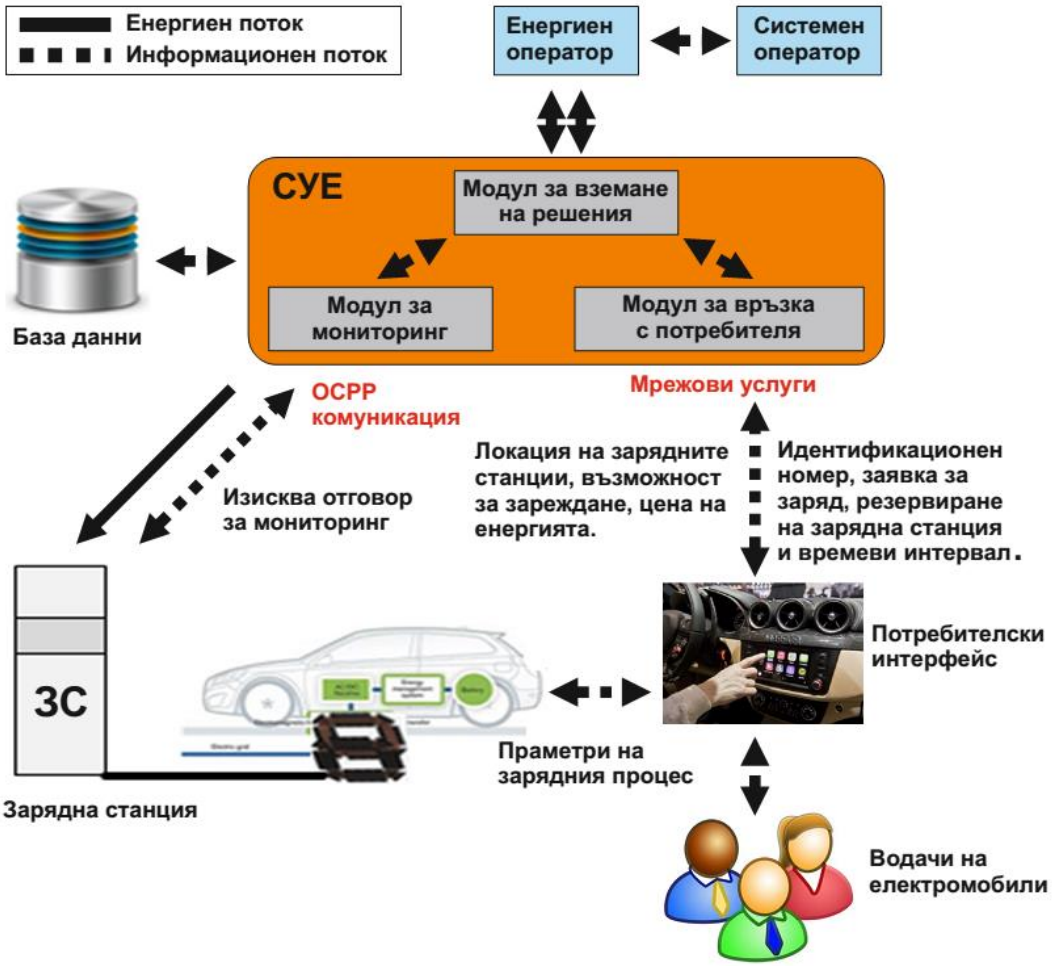
- възможност за ограничение на максималната мощност на зарядните станции в случай, че енергийните възможности на *ЕСМ* са близки до максимално възможния лимит;

- предоставя на водачите на *ЕМ* информация за местоположението, състоянието и разходите за електроенергия за контактните и безконтактните (статични и динамични) станции за бързо зареждане, за да може да се предвиди най-удобното място за зареждане на *ЕМ* в съответствие с направлението за пътуване;

- възможност за резервиране на най-подходящо разположената *ЗС* в най-удобното време в съответствие с маршрута за пътуване и цените на електроенергията;

Архитектурата на разработена *СУЕ* е представена на фиг. 8.12. Основната и задача е да извършава баланс между нуждите на водачите на *ЕМ* и енергийните възможности на *ЕСМ*. Тя се състои от три компонента: информационен модул (*ИМ*) на водачите в района на действие на системата, модул за мониторинг (*ММ*) и модул за вземане на решение (*МР*).

Чрез първия модул водачите на *ЕМ* могат по всяко време да получават информация относно най-удобния и достъпен вариант за зареждане (точното местоположение на най-близките и работещи зарядни станции) и на базата на тази информация да оптимизират маршрута си за достигане до желаната крайна цел.



Фиг.8.12. *Архитектура на системата за управление на електроснабдяването – основни модули и комуникация.*

ММ отговаря за взаимодействието между зарядните станции и *ЕСМ* и за задаване на максимално допустимата мощност на зареждане на всички зарядни станции в дадената област. Действителната мощност, необходима за заряда на батерията се определя от *BMS* в *ЕМ*, която за дадената зарядна станция не може да бъде по-висока от фиксираната в *СУЕ*.

Модулът *МР* комуникира с *ИМ* и *ММ* и подготвя заявка за закупуването на електроенергия, в съответствие с постъпилите поръчки от водачите на *ЕМ*. Той предлага и оптимизира варианти при планирането на маршрут и търсенето на зарядни станции в желаното направление. В случай на оперативни проблеми с електрозахранването (отклонения в

стойността на напрежението или претоварване), *МР* може да намали мощността на зарядните станции в проблемната зона до 20%.

Разработената *СУЕ* от гледна точка приложението си, е използваема при всички технологии за зареждане на *ЕМ* - контактен, безконтактен, статичен и динамичен. Нейната интелигентност се основава на възможността да обработва заявките за зареждане от водачите на *ЕМ,* както и информацията за състоянието на *ЕСМ* в реално време. Тя осъществява комуникацията между *ЕМ*, зарядната станция и доставчика на енергия, като на базата на разработения алгоритъм взема технически и икономически най-издържано решение за водачите на *ЕМ.*

8.4. Експериментални резултати

За товар на безконтактната зарядна станция е използван т.нар. *Energy Core Pack* или условно наречен *Батериен стек (БС)*, произведен от Американската компания *A123 Systems* (фиг.8.13). Основното му предназначение е захранване на автономни транспортни единици – от *ЕМ* до индустриални транспортни системи.

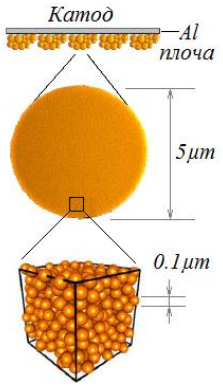


а) б)

Фиг. 8.13. *Батериен Стек - а) и AMP20m1HD-A клетка - б).*

По своята същност *БС* представлява комбинация от акумулаторни модули, спомагателна охладителна и управляваща апаратура. Акумулаторните клетки са базирани на разработената и патентована от компанията технология, наречена *Nanophosphate® Lithium Ion Prismatic Pouch Cell.* Нейните предимства са увеличаване на енергийната плътност и максималната мощност, която клетката може да осигури, подобрената безопасност при механични въздействия и др. Приложението на нанофосфатни призматични структури за изработка на катодната област на литиево – йонни акумулатори за първи път е споменавана в научни публикации на професор *Yet-Ming Chiang* от Масачузетският Технологичен Институт [166]. Покритието от нанофосфатни структури е изградено на две различни нива (фиг.8.14). Съставните макроклъстери, покриващи катодната област са с размери $5\mu m$, а техните по – малки градивни единици - с размери $0,1\mu m$. Клетките, използвани за направата на

БС, имат търговското наименование *AMP20* (фиг.8.13б). По важните им параметри са синтезирани в табл. 8.5.



Фиг. 8.14. *Катод с нанофосфатна структура.*

Основният извод, който може да се направи от табл.8.5. е отличното съотношение обем спрямо площ. Така се предоставя възможност за добро топлоотдаване от ядрото към външните охлаждащи елементи и редуциране на температурният градиент. Тези свойства на *AMP20* предоставят възможност за реализация и изследване на ускорен (*високомощен*) безконтактен заряд на *ЕМ*, при това без редуциране на жизнения цикъл на *БС*.

Табл. 8.5. *Номинални данни за акумулаторната клетка тип AMP20.*

Параметър	Стойност
Размер	*7.25x160x227 mm*
Маса	*496 g*
Капацитет	*19.5 Ah*
Количество енергия	*65 Wh*
Мощност на разряд	*1200 W*
Напрежение	*3.3 V*
Специфична мощност	*2400 W/kg*
Специфична енергия	*131 Wh/kg*
Енергийна плътност	*247 Wh/L*
Работна температура	*-30 ... +50 °C*
Температура на съхранение	*-40 ... +60 °C*

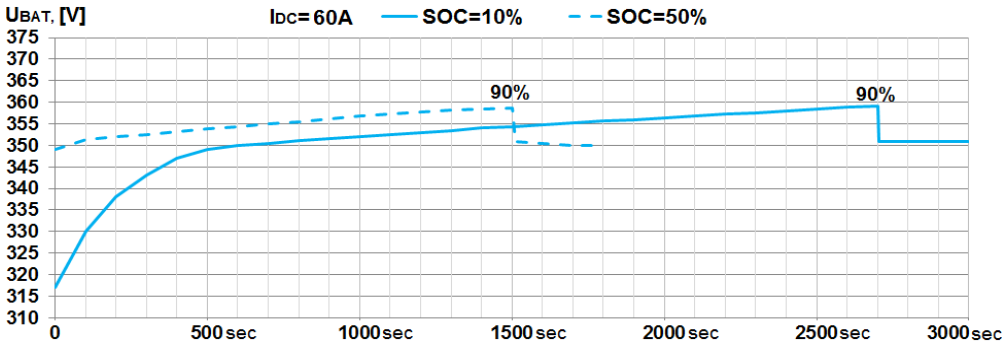
На фиг. 8.15 и фиг.8.16 са представени двата изследвани режима на заряд на *БС*. Използвани са две стойности на зарядния ток I_{DC} (*60 A* и *90 A*), за които са представени графични зависимости за времето до достигане на ниво на заряд *SOC=90%*. Началните точки в двете характеристики отговарят на ниво на заряд *SOC=10%* и *SOC=50%* .

В началото на процеса на заряд (*0-500сек*) токът към *БС* нараства плавно от стойност *0,8* . I_{DC} до достигане на I_{DC}, *500сек* след началото на процеса (фиг.8.15 и фиг.8.16). Този интервал се характеризира със заряден ток, по-малък от зададения. От проведените изследвания за напреженията върху батерията е изведена следната зависимост:

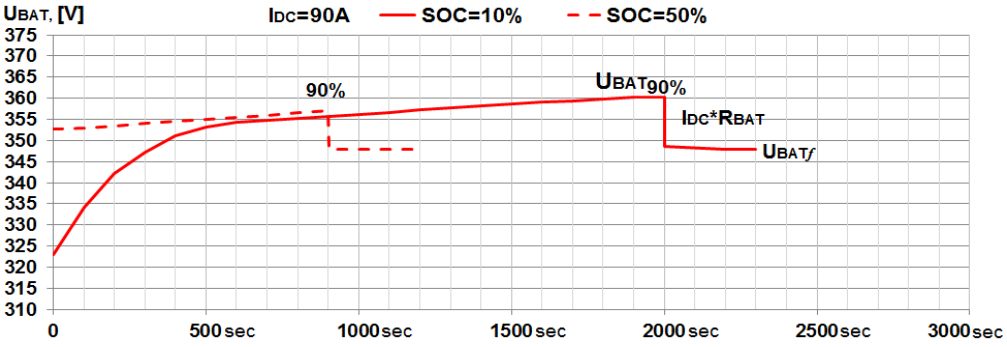
$$U_{BAT_f} = U_{BAT_{90\%}} - I_{DC}.R_{BAT} = [(0{,}9.(374-310))+310] - I_{DC}.R_{BAT} \qquad (8.10)$$

$\boldsymbol{U_{BAT\ 90\%}}$ - *стойност на напрежението на БС, отговаряща на SOC = 90%. При достигане на тази стойност контролерът в БС подава сигнал към зарядната станция за край на процеса на заряд;*

$\boldsymbol{U_{BAT\,f}}$ *–напрежение на БС, след приключване на процеса на заряд* (I_{DC}*=0A).*



Фиг. 8.15. *Време за зареждане при стойност на зарядния ток* I_{DC}*=60A и различни начални състояния на заряд на БС.*

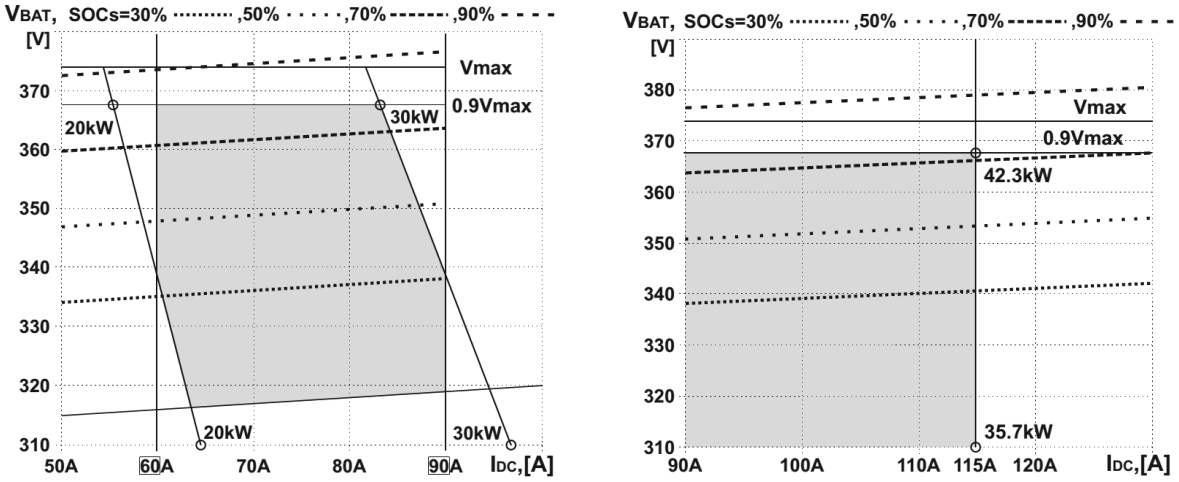


Фиг. 8.16. *Време за зареждане при стойност на зарядния ток* I_{DC}*=90A и различни начални състояния на заряд на БС.*

На фиг. 8.17 е показана работната зона на системата (в сиво*)* при съпротивление на батерията R_{BAT}*=110÷140 mΩ*, изведени съгласно (8.10). За построяването им са използвани система от измервания за стойности на зарядния ток (*60÷90A*).

Енергийните съотношения при *„импулсното“* прехвърляне на енергия по време на *ДЗ* е представено на фиг. 8.17 б.). За да се увеличи нивото на прехвърлената мощност т.е., да се намали вътрешното

съпротивление на товара към безконтактния предавател, е целесъобразно въвеждането на междинен модул, разположен между *ВЧ* изправител в *ЕМ* и *БС*. Той представлява високо-капацитивен кондензаторен стек (*„супер кондензатор“*), чиято функция е акумулиране на допълнителна енергия по време на *ДЗ*. Представеният алгоритъм е възможен благодарение на това, че в разработената силова преобразувателна схема на зарядната станция, е елиминирана необходимостта от използване на вторичен активен преобразувател в *ЕМ* за регулиране на изходния заряден ток. Параметрите на процеса на заряд се осигуряват директно от *ВЧ* инвертор в зарядната станция с доста по-голямо бързодействие, задължително при захранването на нискоомни акумулатори на енергия с много ниско динамично съпротивление.



а) б)

Фиг. 8.17. *Работни зони на зарядната станция при R_{BAT} =100mΩ: а)-статичен заряд; б) - динамичен заряд.*

Представеният теоретичен анализ, конструктивните съображения и практическа работа по разработването, изследването и внедряването на безконтактната зарядна станция за статично и динамично зареждане на *ЕМ*, са извършени в рамките на проект *FastInCharge*, финансиран по програма *FP7* на ЕС [161].

ЛИТЕРАТУРА

1. Бобчева М., Табаков С., Горанов П., "Преобразувателна техника", ISBN 954-438-206-2, София 2002.
2. Бобчева М., Н. Градинаров, Г.Малеев, Е.Попов, М.Анчев, Силова електроника, ISBN 954-438-212-7, София 2001.
3. Ahn, D., S. Hong, "Effect of Coupling Between Multiple Transmitters or Multiple Receivers on Wireless Power Transfer," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 7, pp. 2602-2613, July 2013.
4. Ahn, D., S. Hong, "Wireless Power Transmission With SelfRegulated Output Voltage for Biomedical Implant," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 5, pp. 2225-2235, May 2014.
5. Ahson, S., M. Ilyas, RFID Handbook: Applications, Technology, Security, and Privacy. Boca Raton, FL: CRC Press, 2008.
6. Al-Asadi M. M. , Duffy A. P., Willis A. J., Hodge K., Benson T. M., "A simple formula for calculating the frequency dependent resistance of a round wire", Microwave and optical technology letters, Wiley publications, vol. Oct. 1998, 19, issue 2, pp. 84-87
7. Ali, M. T., A. Anwar, U. Tayyab, Y. Iqbal, T. Tauqeer, U. Nasir, "Design of High Efficiency Wireless Power Transmission System at Low Resonant Frequency," in Proc. of IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), Antalya, Turkey, Sept. 2014.
8. Alinger D. J., "System analysis and design for the resonant inductive near-field generation systems ", M.S. Thesis, University of Maryland, College Park, 2013
9. Arshad, A., S. Khan, A. H. M. Z. Alam, R. Tasnim, "Investigation of Inductive Coupling Approach for Non-contact Bidirectional Transfer of Power and Signal," in Proc. Of International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE), Kuala Lumpur, Malaysia, July 2012.
10. Asheer S., Amna Al-M., Tamer K., "Contactless power and data transfer for electric vehicle applications", International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 2,Issue7,July 2013,ISSN:2320-3765
11. Awai, I., T. Komori, "A Simple and Versatile Design Method of Resonator-coupled Wireless Power Transfer System," in Proc. International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), Chengdu, China, July 2010.
12. Barmada, S., M. Raugi , M. Tucci, "Power Line Communication Integrated in a Wireless Power Transfer System: A Feasibility Study," in Proc. of IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Glasgow, UK, April 2014.
13. Beh, T. C., M. Kato, T. Imura, Y. Hori, "Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant Coupling at Fixed Resonance FrequencyPower Transfer System Based on Impedance Matching," in Proc. Of World Battery, Hybrid Fuel Cell, Shenzhen, China, 2010.

14. Beigel, R., J. Wu, H. Zheng, "On Optimal Scheduling of Multiple Mobile Chargers in Wireless Sensor Networks," in Proc. of international workshop on Mobile sensing, computing and communication, New York, NY, Aug. 2014.

15. Bhutkar, R., S.Sapre, "Wireless Energy Transfer Using Magnetic Resonance," in Proc. of International Conference on Computer and Electrical Engineering, Dubai, United Arab Emirates, Dec. 2009.

16. Bi, S., C. K. Ho, R. Zhang, "Wireless Powered Communication: Opportunities and Challenges,"IEEE Communications Magazine, vol. 53, no. 4, pp. 117-125, April 2015.

17. Bodrov A., Sul Seung-Ki, "Analysis of Wireless Power Transfer by Coupled Mode Theory (CMT) and Practical Considerations to Increase Power Transfer Efficiency", chapter 2 from "Wireless Power Transfer - Principles and Engineering Explorations", InTech,2012, ISBN 978-953-307-874-8.

18. Bosshard R., J. Mühlethaler,J. W. Kolar,I. Stevanovic, "Optimized Magnetic Design for Inductive Power Transfer Coils", Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2013), Long Beach, California, USA, March 17-21, 2013.

19. Bossche A. V., V. Valchev, Inductors and transformers for power electronics, CRC Press Taylor & Francis Group, March 2005.

20. Bou E., Vidal D., Sedwick R., Alarcon E., "Magnetic Characterization of Interfering Objects in Resonant Inductive Coupling Wireless Power Transfer", PIERS Proceedings, Stockholm, Sweden, Aug. 12 - 15, 2013.

21. Branch, C. S., "Limits of Human Exposure to Radiofrequency Electromagnetic Energy in the Frequency Range from 3 kHz to 300 GHz," safe code 6, 2009.

22. Brown, W. C., "The History of Power Transmission by Radio Waves," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 32, no. 9, pp. 1230-1242, Sept. 1984.

23. Cannon, B., J. Hoburg, D. Stancil, S. Goldstein, "Magnetic Resonant Coupling as a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 7, pp. 1819- 1825, July 2009.

24. Chen, C. J., T. H.Chu, C. L. Lin, Z. C. Jou, "A Study of Loosely Coupled Coils for Wireless Power Transfer," IEEE Trans. Circuitsand Syst.Part II: Express Briefs, vol. 57, no. 7, pp. 536-540, July 2010.

25. Cheng, Z., Y. Lei, K. Song, C. Zhu, "Design and Loss Analysis of Loosely Coupled Transformer for an Underwater High-power Inductive Power Transfer System," to appear in IEEE Transactions on Magnetics.

26. Chenyang Xia, Zhou Y., Zhang J., Li C., "Comparison of Power Transfer Characteristics between CPT and IPT System and Mutual Inductance Optimization for IPT System", Journal of Computers Vol.7, No.11, November 2012.

27. Cheon, S., Y. H. Kim, S. Y. Kang, M. L. Lee, J. M. Lee, T. Zyung,"Circuit-model-based Analysis of a Wireless Energy-transfer System via Coupled Magnetic Resonances," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 7, pp. 2906-2914, July 2011.

28. Choi, J., Y. H. Ryu, D. Kim, N. Y. Kim, C. Yoon, Y.-K. Park, S. Kwon, Y. Yang, "Design of High Efficiency Wireless Charging Pad Based on Magnetic Resonance

Coupling," in Proc. of European Radar Conference (EuRAD), Amsterdam, Netherlands, Nov. 2012.

29. Chun, Y., S. Park, J. Kim, H. Kim, K. Hwang, J. Kim, S. Ahn, "System and Electromagnetic Compatibility of Resonance Coupling Wireless Power Transfer in On-line Electric Vehicle," International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Nagoys, Japan, Oct./Nov. 2012.

30. Costanzo, A., M. Dionigi, D. Masotti, M. Mongiardo, G. Monti, L. Tarricone, and R. Sorrentino, "Electromagnetic Energy Harvesting and Wireless Power Transmission: A Unified Approach," Proceedings of the IEEE, vol. 102, no. 11, pp. 1692-1711, Nov. 2014.

31. Covic, G. A., J. T. Boys, "Inductive Power Transfer," Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1276-1289, June 2013.

32. Covic, G. A., J. T. Boys, "Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications," Proceedings of IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 1, no. 1, pp. 28-41, Mar. 2013.

33. Covic, G. A., J. T. Boys, M. L. G. Kissin, H. G. Lu, "A Three-phase Inductive Power Transfer System for Roadway-powered Vehicles," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 3370-3378, Dec. 2007.

34. Czarnecki A., "Efficient inductively coupled resonant power transfer for an implantable electroencephalography recording device", Northeastern University, 2012, Boston,USA.

35. Dai, H., Y. Liu, G. Chen, X. Wu, T. He, "Safe Charging for Wireless Power Transfer," in Proc. of IEEE INFOCOM, Toronto, Canada, May 2014.

36. Ding, Z., C. Zhong, D. W. K. Ng, M. Peng, H. A. Suraweera, R. Schober, H.V. Poor, "Application of Smart Antenna Technologies in Simultaneous Wireless Information and Power Transfer," IEEE Communications Magazine, vol. 53, no. 4, pp. 86-93, April 2015.

37. Duong, T. P., J. W. Lee, "Experimental Results of High-efficiency Resonant Coupling Wireless Power Transfer Using a Variable Coupling Method," IEEE Microw. Wireless Components Lett., vol. 21, no. 8, pp. 442-444, Aug. 2011.

38. Elliott, G. A. J., G. A. Covic, D. Kacprzak, J. T. Boys, "A New Concept: Asymmetrical Pick-ups for Inductively Coupled Power Transfer Monorail Systems," IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 10, pp. 3389-3391, Oct. 2006.

39. Falkenstein, E., D. Costinett, R. Zane, Z. Popovic, "Far-Field RF-Powered Variable Duty Cycle Wireless Sensor Platform," IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 58, no. 12, pp. 822-826, Dec. 2011.

40. Fotopoulou, K., B. W. Flynn, "Wireless Powering of Implanted Sensors using RF Inductive Coupling," IEEE Conference on Sensors, pp. 765-768, Daegu, South Korea, Oct. 2006.

41. Galizzi, M., M. Caldara, V. Re, A. Vitali, "A Novel Qi-standard Compliant Full-bridge Wireless Power Charger for Low Power Devices," in Proc. of IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Perugia, Italy, May 2013.

42. Gao, J., "Traveling Magnetic Field for Homogeneous Wireless Power Transmission," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 1, pp. 507-514, Jan. 2007.

43. Garnica, J., R. A. Chinga , J. Lin, "Wireless Power Transmission: From Far Field to Near Field," Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1321-1331, June 2013.

44. Gorginpour, H., H. Oraee, R. A. McMahon, "Electromagnetic thermal Design Optimization of the Brushless Doubly Fed Induction Generator," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 4, pp. 1710-1721, April 2014.

45. Guobin Tao, Chuang L., Ying D.,"Design and Implementation of Inductive Coupling Power Transfer Device Based on Structural Parameters Analysis", International Journal of u- and e- Service, Science and Technology Vol.6, No.5 (2013).

46. Hayes, J. G., M. G. Egan, J. M. D. Murphy, S. E. Schulz, J. T. Hall, "Wide-load-range Resonant Converter Supplying the SAE J-1773 Electric Vehicle Inductive Charging Interface," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 4, pp. l884-1895, July/Aug. 1999.

47. Ho, J. S., S. Kim, A. S. Y. Poon, "Mid-field Wireless Powering for Implantable Systems," Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1369-1378, June 2013.

48. Ho, S. L., J. Wang, W. N. Fu, M. Sun, "A Comparative Study Between Novel Witricity and Traditional Inductive Magnetic Coupling in Wireless Charging," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 5, pp. 1522-1525, May 2011.

49. Huang, K., V. K. N. Lau, "Enabling Wireless Power Transfer in Cellular Networks: Architecture, Modeling and Deployment," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol 13, no. 2, pp. 902-912, Feb. 2014.

50. Hui, S. Y., "Planar Wireless Charging Technology for Portable Electronic Products and Qi," Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1290- 1301, June 2013.

51. Imura ,and Y. Hori, "Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit Neumann Formula," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 10, pp. 4746-4752, Oct. 2011.

52. Imura, T. and Y. Hori, "Wireless Power Transfer Using Electromagnetic Resonant Coupling," J. Inst. Elect. Eng. Japan, vol. 129, no. 7, pp. 414- 417, 2009.

53. Jadidian, J., D. Katabi, "Magnetic MIMO: How to Charge Your Phone in Your Pocket," in Proc. of the annual international conference on Mobile computing and networking (MobiCom '14), Maui, Hawaii, Sept. 2014.

54. Jamal, N., S. Saat, A. Z. Shukor, "A Study on Performances of Different Compensation Topologies for Loosely Coupled Inductive Power Transfer System," in Proc. of IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), Minden, Nevada, Nov. 2013.

55. Jiang, H., J. M. Zhang, S. S. Liou, R. Fechter, S. Hirose, M. Harrison, S. Roy, "A High-power Versatile Wireless Power Transfer for Biomedical Implants," in Proc. of Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), Buenos Aires, Argentina, Aug./Sept. 2010.

56. Jiang, H., J. Zhang, D. Lan, K. K. Chao, S. Liou, H. Shahnasser, R. Fechter, S. Hirose, M. Harrison, S. Roy, "A Low-Frequency Versatile Wireless Power Transfer Technology for Biomedical Implants," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 7, no. 4, pp. 526-535, Aug. 2013.

57. Johnson, S. A., "Programmed Control Module for Inductive Coupling to a Wall Switch." U.S. Patent No. 5,264,761. 23 Nov. 1993.

58. Jonah, O., S. V. Georgakopoulos, M. M. Tentzeris, "Wireless Power Transfer to Mobile Wearable Device via Resonance Magnetic," in Proc. of IEEE 14th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, Orlando, FL, April 2013.

59. Karalis, A., J. Joannopoulos, M. Soljacic, "Efficient Wireless Nonradiative Mid range Energy Transfer," Ann. Phys., vol. 323, no. 1, pp. 34-48, 2008.

60. Kawamura, A., K. Ishioka, J. Hirai, "Wireless Transmission of Power and Information Through One High-frequency Resonant AC Link Inverter for Robot Manipulator Applications, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 3, pp. 503-508, June 1996.

61. Keeling, N. A., G. A. Covic, J. T. Boys, "A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 744-751, Feb. 2010.

62. Kim, D. W., Y. D. Chung, H. K. Kang, Y. S. Yoon, T. K. Ko, "Characteristics of Contactless Power Transfer for HTS Coil Based on Electromagnetic Resonance Coupling," IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 22, no. 3, pp. 5400604-5400604, June 2012.

63. Kim, D. Z., K. Y. Kim, N. Y. Kim, Y.K. Park, W.S. Lee, J.-W. Yu, S. Kwon, "One to-N Wireless Power Transmission System Based on Multiple Access One-way in-band Communication," in Proc. of AsiaPacific Signal & Information Processing Association Annual Summit and Conference, Hollywood, CA, Dec. 2012.

64. Kim, H., C. Song, J. Kim, D. H. Jung, E. Song, S. Kim, J. Kim, "Design of Magnetic Shielding for Reduction of Magnetic Near Field from Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle," In Proc. of International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), Gothenburg, Sweden, Sept. 2014.

65. Kim, J. W., H. C. Son, K. H. Kim, Y. J. Park, "Efficiency Analysis of Magnetic Resonance Wireless Power Transfer with Intermediate Resonant Coil," IEEE Antennas Wireless Propagation Lett., vol. 10, pp. 389-392, May 2011.

66. Kim, J., H. Son, D. Kim, Y. Park, "Optimal Design of a Wireless Power Transfer System with Multiple Selfresonators for an LED TV," IEEE Transactions on Consumer Electronics, vo1. 58, no. 3, pp. 775- 780, Aug. 2012. IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS AND TUTORIALS, TO APPEAR 35.

67. Kim, K. Y., Y. Ryu, E. Park, N. Y. Kim, J. Choi, D. Kim, C. Yoon, K. Song, C. Ahn, Y. Park, S. Kwon, "Power Transfer Efficiency of Magnetic Resonance Wireless Power Link with Misaligned Relay Resonator," in Proc. Of European Microwave Conference (EuMC), Amsterdam, Netherlands, Oct./Nov. 2012.

68. Kim, Y. G., Y. Lim, S. Yun, S. Nam, "Mutual Coupling Analysis of Antennas in Layered Media Through Equivalent Sources for Wireless Power Transfer," in Proc. of IEEE Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), Memphis, TN, July 2014.

69. Kline, M., I. Izyumin, B. Boser, S. Sanders, "Capacitive Power Transfer for Contactless Charging," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., pp. 1398-1404, Fort Worth, TX, Mar. 2011.

70. Komma T., Pobl M., "Characterization Of Large-Air gap Transformer Systems By Two-Port-Theory", PCIM Europe 2013, 14-16 May 2013, Nuremberg, ISBN 978-3-8007-35051.

71. Kukde, A., S. Mattigiri, V. Singh, C. Warty, S. Wagh, "Resonancebased Wireless Power Transfer for Smart Grid Systems," in Proc. Of IEEE Aerospace Conference, Big Sky, USA, Mar. 2014.

72. Kurs, A., A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," Science, vol. 317, no. 5834, pp. 83-86, June 2007.

73. Kurs, A., R. Moffatt, M. Soljacic, "Simultaneous Mid-range Power Transfer to Multiple Devices," Appl. Phys. Lett., vol. 96, pp. 044102- 1044102-3, Jan. 2010.

74. Ladan, S., N. Ghassemi, A. Ghiotto, K. Wu, "Highly Efficient Compact Rectenna for Wireless Energy Harvesting Application," IEEE Microwave Magazine, vol. 14, no. 1, pp. 117-122, Jan. 2013.

75. Lee, S., G. Jung, S. Shin, Y. Kim, B. Song, J. Shin, D. Cho, "The optimal design of high-powered power supply modules for wireless power transferred train," in Proc. Of Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS), Bologna, Italy, Oct. 2012.

76. Li, X., C. Tsui, W. Ki, "A 13.56 MHz Wireless Power Transfer System With Reconfigurable Resonant Regulating Rectifier and Wireless Power Control for Implantable Medical Devices," IEEE Journal of SolidState Circuits, vol. 50, no. 4, pp. 978-989, April 2015.

77. Liu, C., M. Maso, S. Lakshminarayana, C. Lee, T. Q. S. Quek, "Simultaneous Wireless Information and Power Transfer Under Different CSI Acquisition Schemes," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 14, no. 4, pp. 1911-1926, April 2015.

78. Low, Z. N., R. Chinga, R. Tseng, J. Lin, "Design and Test of a Highpower High efficiency Loosely Coupled Planar Wireless Power Transfer System," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 5, pp. 1801-1812, May 2009.

79. Lu, X., P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, Z. Han, "Wireless Networks with RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey," IEEE Communications Surveys and Tutorials, vol. 17, no. 2, pp. 757-789, May 2015.

80. Lu, X., P. Wang, D. Niyato, E. Hossain, "Dynamic Spectrum Access in Cognitive Radio Networks with RF Energy Harvesting," IEEE Wireless Communications, vol. 21, no. 3, pp. 102-110, June 2014.

81. Lu, X., P. Wang, D. Niyato, Z. Han, "Resource Allocation in Wireless Networks with RF Energy Harvesting and Transfer," to appear in IEEE Network.

82. Maxwell, J. C., A Treatise on Electricity and Magnetism, 1873.

83. Mayordomo, I., T. Drager, P. Spies, J. Bernhard, A. Pflaum, "An Overview of Technical Challenges and Advances of Inductive Wireless Power Transmission," Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1302-1311, June 2013.

84. McGinnis, T., C. P. Henze, K. Conroy, "Inductive Power System for Autonomous Underwater Vehicles," in Proc. of IEEE OCEANS, Vancouver, BC, Oct. 2007.

85. McSpadden, J. O., J. O. Mankins, "Space Solar Power Programs and Microwave Wireless Power Transmission Technology," IEEE Microwave Magazine, vol. 3, no. 4, pp. 46-57, Dec. 2002.

86. Moradewicz A.J. , M.P. Kazmierkowski, "High efficiency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter", Bulletin of PAS, Vol. 57, No. 4, 2009.

87. Mourad, O., P. Le Thuc, R. Staraj, P. Iliev, "System Modeling of the RFID Contactless Inductive Coupling Using 13.56 MHz Loop Antennas," in Proc. of IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Hague, Netherlands, April 2014.

88. Ng, D. W. K., E. S. Lo, R. Schober, "Wireless Information and Power Transfer: Energy Efficiency Optimization in OFDMA Systems," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 12, no. 12, pp. 6352 - 6370, December 2013.

89. Pantic, Z., S. M. Lukic, "Framework and Topology for Active Tuning of Parallel Compensated Receivers in Power Transfer Systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 11, pp. 4503-4513, Nov. 2012.

90. Pellitteri, F., V. Boscaino, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, G. Capponi, "Wireless Battery Charging: E-bike Application," in Proc. Of International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Madrid, Spain, Oct. 2013.

91. Petersen M., Fuchs F., "Comparative Study on Optimal Core Design for Maximizing the Coupling Coefficient in Electric Vehicle Inductive Power Transfer System", PCIM Europe 2013, 14-16 May 2013, Nuremberg, ISBN 978-3-8007-3505-1.

92. Popovic, Z., "Cut the Cord: Low-Power Far-Field Wireless Powering," IEEE Microwave Magazine, vol. 14, no. 2, pp. 55-62, April 2013.

93. Popovic, Z., E. A. Falkenstein, D. Costinett, R. Zane, "Low-Power Far-Field Wireless Powering for Wireless Sensors," Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1397 1409, June 2013.

94. Quang, P. H. V., T. Tien Ha, J. Lee, "A Fully Integrated Multimode Wireless Power Charger IC With Adaptive Supply Control and Built-In Resistance Compensation," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 2, pp. 1251-1261, Feb. 2015.

95. Raabe, S., J. T. Boys, G. A. Covic, "A High Power Coaxial Inductive Power Transfer Pickup," IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, Greek, June 2008.

96. Rajagopal, S., F. Khan, "Multiple Receiver Support for Resonance Coupling Based Wireless Charging," in Proc. of IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC), Kyoto, Japan, June 2011.

97. RamRakhyani, A. K., G. Lazzi, "Multicoil Telemetry System for Compensation of Coil Misalignment Effects in Implantable Systems, "IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 1675- 1678, Feb. 2012.

98. RamRakhyani, A. K., G. Lazzi, "On the Design of Efficient Multi Coil Telemetry System for Biomedical Implants," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 7, no. 1, pp. 11-23, Feb. 2013.

99. RamRakhyani, A. K., S. Mirabbasi, C. Mu, "Design and Optimization of Resonance-Based Efficient Wireless Power Delivery Systems for Biomedical Implants," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 5, no. 1, pp. 48-63, Feb. 2011.

100. Reilly J.P., "Electro-Stimulation Principles For Low-Frequency EMF Exposure Standards", Conference on Occupational Exposure to Electromagnetic Fields "Paving the way for a future EU initiative", Umeå, Sweden, October 6, 2009.

101. Roselli, L., F. Alimenti, G. Orecchini, C. Mariotti, P. P. Mezzanotte, M. Virili, "WPT, RFID and Energy Harvesting: Concurrent Technologies for the Future Networked Society," in Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Seoul, South Korea, Nov. 2013.

102. Russer, J. A., P. Russer, "Design Considerations for a Moving Field Inductive Power Transfer System," in Proc. of IEEE Wireless Power Transfer (WPT), Perugia, Italy, May 2013.

103. Sample P., Meyer T., Smith J., "Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 58, no. 2, pp.544-554, Feb. 2011.

104. Sample, A., D. J. Yeager, P. S. Powledge, A. V. Mamishev, J. R. Smith, "Design of an RFID-based Battery-Free Programmable Sensing Platform," IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, vol. 57, no. 11, pp. 2608-2615, Nov. 2008.

105. Schlesak, J. J., A. Alden, T. Ohno, "A Microwave Powered High Altutude Platform," in Proc. of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, New York, NY, May 1988.

106. Serrano F., Silva A. F., Resende M.J., "Transformers for Contactless Power Supplies in High Voltage Lines", Department of Electrical and Computer Engineering, Instituto Superior T´ecnico, Lisbon, Portugal, 2010.

107. Severns, R., E. Yeow, G. Woody, J. Hall, J. Hayes, "An Ultra-compact Transformer for a 100 W to 120 kW Inductive Coupler for Electric Vehicle Battery Charging," in Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, San Jose, CA, Mar. 1996.

108. Shen Wang, "Modeling and Design of Planar Integrated Magnetic Components", Master of Science Thesis of Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, 2003.

109. Shi, L., J. Han, D. Han, X. Ding, Z. Wei, "The Dynamic Routing Algorithm for Renewable Wireless Sensor Networks with Wireless Power Transfer," Computer Networks, vol. 74, Part A, pp. 34-52 Dec. 2014.

110. Shinohara, N., "Power Without Wires," IEEE Microwave Magazine, vol. 12, no. 7, pp. S64-S73, Dec. 2011.

111. Shinohara, N., "The Wireless Power Transmission: Inductive Coupling, Radio Wave, and Resonance Coupling," vol. 1, no. 3, pp. 337-346, Dec. 2012.

112. Shinohara, N., T. Ichihara, "Coexistence of Wireless Power Transfer via Microwaves and Wireless Communication for Battery-less ZigBee Sensors," in Proc. Of International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokyo, Japan, May 2014.

113. Shinohara, N., Y. Kubo, H. Tonomura, "Mid-distance WirelessPower Transmission for Electric Truck via Microwaves," in Proc. Of URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS), Hiroshima, Japan, May 2013.

114. Smeets J., L. Encica, E. Lomonova (2010) Comparison of winding topologies in a pot core rotating transformer, Proceedings of the 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 103-110.

115. Sonntag Ch. L. Wilhelm, "Design of a Variable-Phase Contactless Energy Transfer Platform using Air-Cored Planar Inductor Technology", Printed by Eindhoven University Press, 2010 ISBN: 978-90-386-2150-0.

116. Strassner, B., K. Chang, “Microwave Power Transmission: Historical Milestones and System Components”,Proceedings of the IEEE,vol.101,no.6,pp.1379-1396,June 2013.

117. Sudevalayam, S., P. Kulkarni, “Energy Harvesting Sensor Nodes: Survey and Implications,” IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 13, no. 3, pp. 443-461, September 2011.

118. Takehiro I., Toshiyuki U., Yoichi H., "Flexibility of Contactless Power Transfer using Magnetic Resonance Coupling to Air Gap and Misalignment for EV", World Electric Vehicle Journal Vol. 3, Tokyo, 2009, ISSN 2032-6653.

119. Tang, F., K. Zhang, W. Yan, B. Song, “Circuit Design of Compensation for Contactless Power System of AUV,” in Proc. of China International Conference on Electricity Distribution (CICED), Shanghai, China, Sept. 2012.

120. TeckChuan Beh, Masaki K.,Takehiro Im.,Yoichi H., "Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant Coupling at Fixed Resonance Frequency - Power Transfer System Based on Impedance Matching", World Electric Vehicle Journal Vol. 4, Shenzhen, China, Nov 5-9 2010, ISSN 2032-6653.

121. Tesla, N., “Apparatus for Transmitting Electrical Energy,” US patent number 1,119,732, issued in Dec. 1914.

122. Tiwari, H. D., H.-G. Park, K.-Y. Lee, “Communication Controller and Control Unit Design for Qi Wireless Power Transfer,” Digital Signal Processing, vol. 23, no. 4, pp. 1322-1331, July 2013.

123. Tseng, R., B. von Novak, S. Shevde, K. A. Grajski, “Introduction to the Alliance for Wireless Power Loosely-coupled Wireless Power Transfer System Specification Version 1.0,” in Proc. IEEE Wireless Power Transfer (WPT), Perugia, Italy, May 2013.

124. Ulukus, S., A. Yener, E. Erkip, O. Simeone, M. Zorzi, P. Grover , K. Huang, “Energy Harvesting Wireless Communications: A Review of Recent Advances,” IEEE Journal of Sel. Areas in Comm., vol. 33, no. 3, pp. 360-381, Mar. 2015.

125. Valenta, C. R., G. D. Durgin, “Harvesting Wireless Power: Survey of Energy Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems,” IEEE Microwave Magazine, vol. 15, no. 4, pp. 108- 120, June 2014.

126. Vanderelli, T. A., J. G. Shearer, J. R. Shearer, “Method and Apparatus for a Wireless Power Supply,” U.S. patent number 7,027,311, issued in April 2006.

127. Varshney, L. R., “Transporting Information and Energy Simultaneously,” in Proc. Of IEEE International Symposium on Information Theory, Toronto, ON, July 2008.

128. Wambsganss P., Huwig D., "Inductive Power Transmission System with Stabilized Output Voltage", RRC power solutions GmbH, Corporate Research, Hamburg, Germany.

129. Wang, C. S., G. A. Covic, O. H. Stielau, “Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 1, pp. 148-157, Feb. 2004.

130. Wang, D., Y. Zhu, H. Guo, X. Zhu, T. Mo, Q. Huang, “Enabling Multi-angle Wireless Power Transmission via Magnetic Resonant Coupling,” in Proc. of International Conference on Computing and Convergence Technology (ICCCT), Seoul, South Korea, Dec. 2012.

131. Wei, X., Z. Wang, H. Dai, A Critical Review of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,Energies,vol.7,no.7,pp.4316-4341,July 2014.

132. Williams D. W., "Optimization of Near Field Coupling for Efficient Power Transfer Utilizing Multiple Coupling Structures", M.S. Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2011.

133. Wireless Power Consortium, "Qi system description: Wireless power transfer," vol. I: Low Power, Part 1: Interface Definition, Version 1.1, April 2012.

134. Wu, H. H., A. Gilchrist, K. D. Sealy, D. Bronson, "A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control," IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 8, no. 3, pp. 585-595, Aug. 2012.

135. Wu, H. H., A. Gilchrist, K. Sealy, P. Israelsen, J. Muhs, "A Review on Inductive Charging for Electric Vehicles," In Proc. of IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Niagara Falls, ON, May 2011.

136. Xie, L., Y. Shi, Y. T. Hou, A. Lou, Wireless Power Transfer and Applications to Sensor Networks,IEEE Wireless Communications,vol.20,no.4, pp.140-145,Aug. 2013.

137. Xu, Y., "Heating System Based on Wireless Charging QI Standards," CN 203554077 U, April 2014.

138. Xun L., Ng W.M., Lee C.K., Hui S., "Optimal Operation of Contactless Transformers with Resonance in Secondary Circuits", 23 Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2008), Austin, TX, USA, 24–28 Febuary 2008.

139. Yang M., Qingzeng M., Guodong Y., Zize L., Hao L., " Wireless power transmission system for charging the inspection robot on power transmission lines", 2nd International Conference on Computer Science and Electronics Engineering (ICCSEE 2013)

140. Yang, M., G. Yang, E. Li, Z. Liang, B. Zhai, "Topology and Inductance Analysis for Wireless Power Transmission System," in Proc. of Chinese Control and Decision Conference (CCDC), Guiyang, China, May 2013.

141. Yoon I. , H. Ling "Investigation of Material Effects on Near-Field Wireless Power Transfer", Proc. IEEE AP-S Int. Symp. Dig., Chicago IL, July, 2012.

142. Zargham M., P. Glenn Gulak, "Maximum Achievable Efficiency in Near-Field Coupled Power-Transfer Systems", IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, Vol. 6, No.3, June 2012.

143. Zeng, Y., R. Zhang, "Optimized training design for wireless energy transfer," IEEE Transactions on Communications, vol. 63, no. 2, pp. 536-550, February, 2015.

144. Zhang, F., S. A. Hackworth, W. Fu, C. Li, Z. Mao, M. Sun, "Relay Effect of Wireless Power Transfer Using Strongly Coupled Magnetic Resonances," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 5, pp. 1478- 1481, May 2011.

145. Zhang, R., C. K. Ho, "MIMO Broadcasting for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 12 , no. 5, pp. 1989-2001, May 2013.

146. Zhang, X., S. L. Ho, W. N. Fu, "Quantitative Design and Analysis of Relay Resonators in Wireless Power Transfer System," IEEE Trans. Magn., vol. 48, no. 11, pp. 4026-4029, Nov. 2012.

147. Zhong, W. X., X. Liu, S. Y. R. Hui, "A Novel Single-Layer Winding Array and Receiver Coil Structure for Contactless Battery Charging Systems With Free-Positioning and Localized Charging Features," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 4136-4144, Sept. 2011.

148. Zhu, C., K. Liu, C. Yu, R. Ma, H. Cheng, "Simulation and Experimental Analysis on Wireless Energy Transfer Based on Magnetic Resonances," in Proc. IEEE VPPC, Harbin, China, Sep. 2008.

Уеб и проспектни материали

149. Conductix Wampfler, www.ipt-technology.com

150. Siemens AG, Sivitec, www.industry.siemens.com

151. Bombardier, http://primove.bombardier.com

152. OLEV Technologies /On Line Electric Vehicles/, http://olevtech.com

153. Tesla Motors, www.teslamotors.com/

154. Nissan Motors Company

155. Qi wireless, www.qiwireless.com/

156. Wireless Power Consortium, www.wirelesspowerconsortium.com

157. Witricity, http://witricity.com

158. Plugless Power, https://pluglesspower.com

159. Qualcomm Halo, www.qualcommhalo.com

160. ICNIRP – International Commission on Non – Ionizing Radiation Protection, EMF Guidelines 1998, 1999, 2001, 2008, 2009, 2010, 2014, www.icnirp.org/en/publications

161. "Innovative fast inductive chargingsolution for electric vehicle" - Smart infrastructures and innovative services for electric vehicles in the urban grid and road environment, part of 7th Framework Program of EU, www.fastincharge.eu

162. DBT - Douaisienne de Basse Tension sas , France, www.dbtcev.fr

163. CRF – Centro Ricerche FIAT SCPA, www.crf.it

164. BATZ Sociedad Cooperativa, Spain, www.batz.com

165. TECNALIA – Fundacion Tecnalia Research & Innovation, www.tecnalia.com

166. Проспектни материали и каталожни данни на фирмите: Самел-90, A123 Systems, Atmel, Analog Devices, COHDA Wireless, Dassault systems – Solidworks, EPCOS, Ferroxcube, Fluxtrol Ltd USA, FUJI Japan, HIOKI Ltd., IXYS Corporation, LEM, LGM, Ansys (Ansoft Maxwell), Linear Technologies – LT Spice, XILINX Corporation, Keysight Technologies (Agilent), Samsung, WIMA

Авторски статии, патенти и публикации

167. Karakitsios, I,E. Karfopoulos, N. Madjarov, A Bustillo, M. Ponsar, D. Del Pozo, L. Marengo, An integrated approach for dynamic charging of electric vehicles by wireless power transfer - Lessons learned from real-life implementation, SAE International Journal of Alternative Powertrains, Vol. 6, Issue 1, May 2017, ISSN 2167-4205, Scopus SJR 0,292.

168. Madzahrov, N.D., High-frequency power source with constant output power, Journal of Engineering Science and Technology Review, Vol. 9, p.157-162, Issue 6, 2016, ISSN:1791-9320, Scopus SJR = 160.

169. Madzahrov, N.D., V.P.Petkov, Analysis of expedient operating modes of industrial IPT systems, Acta Technica CSAV, Vol. 62, Number 1, 2017, p. 93-106, ISSN 0001-7043.

170. Madzharov, N., V. Petkov, Innovative solution of static and dynamic contactless charging station for electrical vehicles, International Scientific Conference PCIM 2016, Nuremberg, Germany, p. 1999 – 2007, ISSN 2191-3358, Scopus, SJR = 0,13.

171. Madzharov, N.D., A.T. Tonchev, D.N. Madzharov, Contactless charging system for electric vehicles, International Scientific Conference PCIM 12, 8-10 May, 2012, Nurenmberg, Germany, p. 1400-1407, ISBN 978-3-8007-3431-3.

172. Madzharov, N.D., A.T. Tonchev, Inductive high power transfer technologies for electric vehicles, Journal of Electrical Engineering, Vol. 65, No. 2, 2014, p. 125–128, ISSN 1335-3632, IF: 0,539 (Journal Citation Report®, Thomson Reuters).

173. Madzharov, N.D., A.T. Tonchev, IPT station for static and dynamic charging of Electric Vehicles", International Scientific Conference PCIM 2014, 20-22 May, 2014, Nuremberg, Germany, p. 1203 – 1211, ISSN 2191-3358, Scopus SJR=0,158.

174. Madzharov, N.D., A.T. Tonchev, Matching the HF transformer to contactless charging converter for electric vehicles, International Scientific Conference PCIM 2013, Nuremberg, Germany, May 2013, p.1490-1496, ISSN 2191-3358, Scopus SJR = 0,141.

175. Madzharov, N.D., R.T. Ilarionov, A.T. Tonchev, Systems for dynamic Inductive Power Transfer, Indian Journal of Applies Research, Vol. 4, Issue 7, July 2014, p. 173 - 176, ISSN - 2249-555X, IF (SJIF) 2.1652.

176. Madzharov, N.D., V.S.Nemkov, Technological inductive power transfer systems, Journal of Electrical Engineering, Vol. 68, No. 3, 2017, ISSN 1335-3632, IF: 0,498 (Journal Citation Report®, Thomson Reuters), p. 235-244.

177. Mazharov, N. D., S. M. Hristov, D. A. Dichev, I. S. Zhelezarov, Some Problems at Dynamic Contactless Charging of Electric Vehicles, Acta Polytechnica Hungarica, Vol. 14, 2017, ISSN 1785-8860, IF: 0,544 (Journal Citation Report®, Thomson Reuters).(под печат)

178. US7617658 B2, Nemkov, V., N. Madzharov, SEALING DEVICE FOR PRODUCING SEALED PACKAGES OF A POURABLE FOOD PRODUCT, Nov. 17, 2009.

179. US 8,286,406 B2, Donati, A., N. Madzharov, A. Melandri, F. Sighinol, INDUCTION SEALING DEVICE FOR PRODUCOING POURABLE FOOD PACKAGES, Oct. 16, 2012.

180. US 8844250 B2, Nemkov, V., N. Madzharov, G. Gnad, SEALING DEVICE AND METHOD FOR PRODUCING SEALED PACKAGES OF A POURABLE FOOD PRODUCT, Sep. 30, 2014.

С Ъ Д Ъ Р Ж А Н И Е

ИЗПОЛЗВАНИ СЪКРАЩЕНИЯ И ОЗНАЧЕНИЯ	3
ВЪВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1	11
РАЗВИТИЕ И ОСНОВНИ ФИЗИЧЕСКИ ПРИНЦИПИ НА БЕЗКОНТАКТНОТО ПРЕДАВАНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ	11
1.1. Исторически преглед	11
1.2. Обобщена оценка на развитието на безконтактните предаватели на енергия	13
1.3. Физическа основа	16
1.3.1. Индуктивно предаване на електрическа енергия	18
1.3.2. Капацитивно предаване на енергия	21
1.3.3. Електромагнитни вълни	23
1.3.4. Оптичен (лазерен) метод	24
1.4. Класификация на индуктивните безконтактни предаватели на енергия	25
1.4.1. Маломощни индуктивни безконтактни предаватели на енергия	26
1.4.2. Индустриални ИБПЕ	32
1.5. Основни геометрични конфигурации на ИБПЕ	38
1.5.1. Линейни ИБПЕ	39
1.5.1.1. ИБПЕ с предавателна и приемна части „Е”	39
1.5.1.2. ИБПЕ с плосък предавателен и приемен „Е” магнитопроводи	40
1.5.1.3. ИБПЕ с предавателна част инвертиран „Е” и приемна част „Е“	40
1.5.1.4. ИБПЕ с „П“ образни предавателна и приемна части	40
1.5.1.5. ИБПЕ с плосък предавателен и „П“ образен приемен магнитопроводи	41
1.5.2. ИБПЕ с ротационно движение	41
1.6. Параметри на намотките и магнитната верига на ИБПЕ	44
1.6.1. Параметри на намотките и материали за изработка	44
1.6.2. Материал за магнитните вериги на ИБПЕ	45
ГЛАВА 2	47
АНАЛИЗ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТЕ ПРОЦЕСИ В ИНДУКТИВИТЕ БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ	47
2.1. Основни електромагнитни съотношения	47

2.2. Еквивалентни схеми на ИБПЕ	51
2.3. Електромагнитен анализ на ИБПЕ	53
2.4. Измерване на електрическите параметрите на ИБПЕ и изчисляване на елементите от еквивалентните схеми	57
2.5. Анализ на схемите за съгласуване на ИБПЕ със захранващия високочестотен източник и товара	62
2.6. Сравнителен анализ на еквивалентните схеми на ИБПЕ	68
ГЛАВА 3	75
МЕТОДИКА ЗА ПРОЕКТИРАНЕ И СЪГЛАСУВАНЕ НА ИНДУКТИВНИТЕ БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ	75
3.1. Основни електрически и електромагнитни съотношения на некомпенсираните ИБПЕ	75
3.2. Методика за проектиране на схемите за съгласуване на ИБПЕ	83
3.2.1. Последователно компенсиране на предавателната и приемна вериги	87
3.2.1.1.Определяне на оптималния товар при последователно компенсиране на предавателната и приемна вериги	89
3.2.2.Последователно компенсиране на предавателната и паралелно компенсиране на приемната вериги	93
3.2.2.1.Определяне на оптималния товар при последователно компенсиране на предавателната и паралелно на приемната вериги	94
3.2.3.Паралелно компенсиране на предавателната и последователно компенсиране на приемната вериги	95
3.2.4.Паралелно компенсиране на предавателната и приемна вериги	97
3.3. Избор на метод и схема за съгласуване на ИБПЕ	98
3.4.Относно собствените резонансни честоти на еквивалентната схема на ИБПЕ	102
ГЛАВА 4	106
РАЗРАБОТВАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА ИНДУСТРИАЛНИ БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ ЗА ЧЕСТОТА 500 kHz	106
4.1. Основни насоки при разработването на линейни безконтактни предаватели на енергия за честота 500 kHz	106
4.1.1. Материали за магнитопрод на ЛБПЕ при честоти 500 kHz	107
4.1.2. Материали за намотките на ЛБПЕ при честоти 500 kHz	107
4.1.3. Особености при използването на литцендратен проводник за намотки на ЛБПЕ	109
4.1.3.1. Компютърно симулиране и изчисляване на загубите в	112

литцендратни проводници	
4.2. Проектиране и изследване на ЛБПЕ	113
4.2.1. Компютърен анализ на ЛБПЕ	114
4.2.1.1. Магнитопроводи на предавателната и приемна части с Е-образна форма	114
4.2.1.2. Плосък магнитопровод на предавателната част и Е-образен на приемната	116
4.2.1.3. Инвертирана Е-образна форма на предавателната част и Е-образна на приемната	118
4.2.1.4. Сравнение на ЛБПЕ с различна конфигурация на предавателната и приемна части	119
4.3. Експериментално изследване на ЛБПЕ с инвертирана Е-образна предавателната и Е-образна приемна части	122
4.3.1. Съгласуване на ЛБПЕ с една предавателна навивка	125
ГЛАВА 5	129
БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ ЗА УЛТРАЗВУКОВИ ТЕХНОЛОГИИ	129
5.1. Особености при проектирането на УБПЕ	129
5.1.1. Ултразвуковият излъчвател като товар на УБПЕ	130
5.1.2. Размери на УБПЕ	131
5.1.3. Избор на материал за магнитопроводите на УБПЕ	132
5.1.4. Предавателна и приемна намотки	134
5.2. Компютърен анализ на УБПЕ	134
5.3. Експериментално изследване на УБПЕ	136
5.3.1. Съгласуване на УБПЕ с ултразвуковия генератор и товара	136
5.3.2. Изследване на влиянието на разстоянието между предавателната и приемни намотки върху параметрите на УБПЕ	142
ГЛАВА 6	147
БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ В МЕГАХЕРЦОВИЯ ЧЕСТОТЕН ДИАПЗАОН	147
6.1. Избор на работна честота	148
6.2. Магнитни материали за магнитопровод на ВБПЕ	149
6.3. Проектиране и анализ на ВБПЕ	150
6.3.1. Компютърно и експериментално изследване на ВБПЕ. Параметри на еквивалентната заместваща схема на ВБПЕ	152
6.3.2. Алгоритъм и програма за съгласуване на ВБПЕ	156
6.3.2.1. Експериментално валидиране на разработения алгоритъм и програма за съгласуване	159
6.3.3. Експериментално изследване на ВБПЕ	162
6.3.3.1. Изследване на ВБПЕ с коефициент на трансформация 1:1	163
6.3.3.2. Изследване на ВБПЕ с коефициент на трансформация 1:2	164

ГЛАВА 7	166
РОТАЦИОННИ ИНДУКТИВНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ ЗА ВИСОКОСКОРОСТНИ УЛТАЗВУКОВИ ТЕХНОЛОГИИ	166
7.1. Обща характеристика на ротационните безконтактни предаватели на електрическа енергия	166
7.2. Анализ, проектиране и оптимизация на ротационен безконтактен предавател с приложение в ултразвуковите технологии	167
7.2.1. Определяне на еквивалентните индуктивности на радиален РБПЕ	170
7.2.2. Определяне на еквивалентните индуктивности за аксиален РБПР	171
7.2.3. Линейни и нелинейни ограничителни условия при многоцелева (векторна) оптимизация на радиален РБПЕ	171
7.2.4. Линейни и нелинейни ограничителни условия при многоцелева (векторна) оптимизация на аксиален РБПЕ	172
7.2.5. Многоцелева (векторна) оптимизация на РБПЕ	174
7.3. Компютърно и експериментално изследване	175
7.3.1.Електромагнитен анализ	176
7.3.2. Механичен анализ	180
ГЛАВА 8	184
БЕЗКОНТАКТНО ЗАРЕЖДАНЕ НА ЕЛЕКТРОМОБИЛИ В СТАТИЧЕН И ДИНАМИЧЕН РЕЖИМ	184
8.1. Методи за зареждане на електромобили	184
8.2. Видове инфраструктури при динамичното зареждане на електромобили	189
8.3. Основни насоки при разработването на системите за динамичното зареждане на електромобили	192
8.3.1. Анализ на енергийните процеси при динамичното зареждане на ЕМ	193
8.3.2. Относно някои конструктивни особености при инфраструктурата за динамично зареждане	201
8.3.3. Управление на процеса на заряд при ДЗ на ЕМ	201
8.3.4. Структура и нива на комуникация при станциите за динамичен заряд	203
8.3.5. Система за управление енергоснабдяването на зарядните станции	205
8.4. Експериментални резултати	208
ЛИТЕРАТУРА	212
СЪДЪРЖАНИЕ	224

доц. д-р. инж. Николай Димитров Маджаров

БЕЗКОНТАКТНИ ПРЕДАВАТЕЛИ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКА ЕНЕРГИЯ

Българска
Първо издание

Печат: Университетско издателство “Васил Априлов” – Габрово

ISBN: