

Optimization of Weakly Coupled Wireless Power Transfer Systems for Electric Vehicle Charging Stations

Panteleev V.I., Sizganova E.Yu., Petukhov R.A., Kovalenko I.V.

Siberian Federal University
Krasnoyarsk, Russian Federation

Abstract. The main objective of this research is to develop a methodology for selecting the optimal resonant frequency of weakly coupled wireless power transfer systems for electric vehicle charging stations, accounting for skin effect, proximity effect, and non-sinusoidal excitation. A mathematical model considering frequency dispersion of lumped parameters and spatial current density redistribution in planar spiral coils was developed. Numerical simulations were performed using finite element analysis with adaptive boundary layer meshing, followed by circuit-level co-simulation. The combined influence of frequency, coupling coefficient, and compensation topology on system efficiency was systematically analyzed. The most significant results include quantitative characterization of parameter variation in planar coils across the frequency range, revealing monotonic increase in AC resistance and decrease in self-inductance with rising frequency, while the coupling coefficient remains invariant for a fixed geometry. A lower effective frequency boundary was established based on an analytical quality criterion, ensuring high link efficiency and overall charging efficiency. The filtering capability of the series-series compensation topology was verified, demonstrating effective suppression of higher harmonics under square-wave excitation. The significance of these results lies in the development of a computational toolkit that establishes an explicit relationship between coil geometry, skin-depth dynamics, and system efficiency. This enables optimization of output characteristics without excessive shielding or artificial enhancement of magnetic coupling. The proposed methodology provides a reliable framework for designing and optimizing weakly coupled wireless power transfer systems under realistic operating conditions.

Keywords: wireless power transfer, series-series compensation, skin effect, finite element analysis, COMSOL, MATLAB, weak coupling, electric vehicles.

DOI: <https://doi.org/10.52254/1857-0070.2026.3-71.03>

UDC: 621.314.5

Optimizarea sistemelor de transfer de energie fără fir slab legate pentru stațiile de încărcare a vehiculelor electrice

Panteleev V.I., Sizganova E.Yu., Petuhov R.A., Kovalenko I.V.

Universitatea Federală Siberiană, Krasnoyarsk, Federația Rusă

Rezumat. Obiectivul principal al acestei cercetări este dezvoltarea unei metodologii pentru selectarea frecvenței optime de rezonanță a sistemelor de transfer wireless de putere slab cuplate destinate stațiilor de încărcare a vehiculelor electrice, ținând cont de efectul pelicular, efectul de proximitate și excitația nesinusoidală. A fost dezvoltat un model matematic care ia în considerare dispersia în frecvență a parametrilor grupați și redistribuirea spațială a densității curentului în bobinele spiralate planare. Simulările numerice au fost efectuate utilizând analiza cu elemente finite, cu discretizarea adaptivă a stratului limită, urmată de co-simularea la nivel de circuit. Influența combinată a frecvenței, a coeficientului de cuplare și a topologiei de compensare asupra eficienței sistemului a fost analizată sistematic. Cele mai semnificative rezultate includ caracterizarea cantitativă a variației parametrilor bobinelor planare pe întregul interval de frecvență, relevând o creștere monotonă a rezistenței în curent alternativ și o scădere a autoinductanței odată cu creșterea frecvenței, în timp ce coeficientul de cuplare rămâne invariant pentru o geometrie fixă. A fost stabilită o limită inferioară efectivă a frecvenței, pe baza unui criteriu analitic de calitate, care asigură o eficiență ridicată a legăturii și o eficiență generală sporită a încărcării. Capacitatea de filtrare a topologiei de compensare serie-serie a fost verificată, demonstrând suprimarea eficientă a armonicilor superioare în condiții de excitație cu undă pătrată. Semnificația acestor rezultate constă în dezvoltarea unui set de instrumente de calcul care stabilește o relație explicită între geometria bobinei, dinamica stratului superficial și eficiența sistemului. Acest lucru permite optimizarea caracteristicilor de ieșire fără a recurge la ecranare excesivă sau la îmbunătățirea artificială a cuplajului magnetic. Metodologia propusă oferă un cadru fiabil pentru proiectarea și optimizarea sistemelor de transfer wireless de putere slab cuplate în condiții reale de funcționare.

Cuvinte-cheie: transferul de energie fără fir, compensarea serie-serie, efectul de piele, analiza cu elemente finite, COMSOL, MATLAB, cuplaj slab, vehicule electrice.

Оптимизация параметров слабосвязанных систем беспроводной передачи энергии для зарядных комплексов электротранспорта

Пантелеев В. И., Петухов Р. А., Сизганова Е. Ю., Коваленко И. В.

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Российская Федерация

Аннотация. Основной целью настоящего исследования является разработка комплексной методики выбора оптимальной резонансной частоты слабосвязанных систем беспроводной передачи энергии для зарядных комплексов электротранспорта с учётом симультанного воздействия скин-эффекта, эффекта близости и несинусоидального импульсного возбуждения. При этом учитываются особенности работы преобразовательных устройств, формирующих импульсные напряжения, что приближает модель к реальным условиям эксплуатации. Для достижения поставленной цели разработана математическая модель, учитывающая частотную дисперсию сосредоточенных параметров и пространственное перераспределение плотности тока в плоских спиральных катушках. Выполнено численное моделирование методом конечных элементов с построением адаптивной сетки пограничного слоя с последующей схемотехнической косимуляцией. Систематически проанализировано совместное влияние рабочей частоты, коэффициента связи и топологии компенсирующей схемы на системную эффективность. Наиболее значимые результаты включают количественную характеристику изменения параметров плоских катушек в исследуемом частотном диапазоне, выявляющую монотонный рост активного сопротивления и снижение собственной индуктивности с увеличением частоты, при сохранении инвариантности коэффициента связи относительно частоты для фиксированной геометрической конфигурации. Нижняя граница эффективного частотного диапазона установлена на основе аналитического критерия качества связи, обеспечивающего высокий КПД канала передачи и общий КПД процесса заряда. Верифицирована фильтрующая способность топологии с последовательно-последовательной компенсацией, подтверждающая эффективное подавление высших гармонических составляющих при прямоугольной форме питающего напряжения. Значимость полученных результатов состоит в создании высокоточного расчётного инструментария, устанавливающего явную связь между геометрией элементов, динамикой скин-слоя и системной эффективностью. Это позволяет оптимизировать выходные характеристики WPT-систем без необходимости избыточного экранирования или искусственного усиления магнитной связи. Предложенная методология представляет собой надёжную основу для проектирования и оптимизации слабосвязанных систем беспроводной передачи энергии в реалистичных условиях эксплуатации.

Ключевые слова: беспроводная передача энергии, последовательно-последовательная компенсация, скин-эффект, метод конечных элементов, COMSOL, MATLAB, слабая магнитная связь, электромобили.

ВВЕДЕНИЕ

Технология беспроводной передачи энергии (Wireless Power Transfer, WPT) для зарядных комплексов электротранспорта в настоящее время является предметом интенсивных научных исследований.

Интерес продиктован стремлением повысить удобство эксплуатации и перспективностью создания систем динамической подзарядки, работающих непосредственно в процессе движения [1-5,25].

Ключевая научно-техническая проблема в данной области заключается в фундаментальном противоречии между стремлением к повышению рабочей частоты с целью максимизации плотности передаваемой мощности и экспоненциальным ростом омических потерь в проводниках вследствие проявления высокочастотного скин-эффекта.

Указанный фактор приобретает критическое значение в системах со слабой магнитной связью (при коэффициенте связи $k < 0,2$), характерной для автомобильных приложений. [6,7].

В настоящее время значительное число исследовательских групп занимается оптимизацией параметров слабосвязанных систем беспроводной передачи энергии для зарядных комплексов электротранспорта. Основное внимание уделяется повышению коэффициента магнитной связи, улучшению конструкции катушек и выбору оптимальных топологий компенсирующих цепей. Так, в работах известных авторов [8–12] детально исследована высокая энергетическая эффективность топологии с последовательно-последовательным (Series-Series, SS) компенсирующим контуром. К фундаментальным достоинствам SS-конфигурации относятся независимость резонансной частоты относительно изменения параметров нагрузки [30], высокий коэффициент мощности со стремлением к нулю фазового сдвига между током и напряжением первичной цепи [31,32], минимизация потребления реактивной мощности [33], а также стабильно высокий коэффициент полезного действия (КПД) при малых межэлементных зазорах [34,35]. Вместе с тем в известных публикациях

высокочастотные эффекты в проводниках либо игнорируются, либо подвергаются существенному упрощению, исключающему строгую количественную оценку их влияния на критерии выбора оптимальной резонансной частоты. Кроме того, превалирующая часть теоретических исследований базируется на допущении о чисто синусоидальном гармоническом возбуждении [15,16], тогда как в реальных преобразовательных устройствах инвертирование напряжения сопровождается формированием прямоугольных импульсов, что обуславливает генерацию выраженного спектра высших гармонических составляющих, трансформирующих характер распределения потерь.

Существующие методологические подходы [8,13] преимущественно ориентированы на геометрическую оптимизацию топологии катушек индуктивности с целью повышения коэффициента связи, но при фиксированном зазоре (например, стандартном межэлементном зазоре $h = 100$ мм для легкового электротранспорта) потенциал увеличения параметра k жестко ограничен пространственными инвариантами. В качестве эффективной альтернативы выступает прецизионное частотное регулирование, обеспечивающее экстремум целевой функции по критериям минимизации активных потерь и оптимизации баланса реактивной мощности. Несмотря на широкую представленность смежных вопросов, в доступной научно-технической периодике [17–22] отсутствует формализованный количественный критерий, комплексно связывающий геометрические параметры проводника, частотный диапазон, динамику развития скин-эффекта и системный КПД канала передачи на базе плоских спиральных катушек. Тематические обзорные работы [14,25,29] также не содержат инвариантных рекомендаций по учету частотной дисперсии параметров электродинамических элементов в слабосвязанных системах.

В отличие от известных подходов, в настоящей работе предлагается комплексная междисциплинарная методика, объединяющая конечно-элементное моделирование электромагнитных полей и схемотехнический анализ. Такой подход позволяет впервые количественно оценить совместное влияние частотной дисперсии параметров, пространственного перераспределения

плотности тока и несинусоидального характера возбуждения на энергетическую эффективность слабосвязанных WPT-систем. Разработанный критерий выбора оптимальной частоты базируется на аналитическом показателе качества связи и обеспечивает достижение максимальной эффективности без необходимости искусственного усиления магнитной связи или применения избыточных экранирующих конструкций.

Целью настоящего исследования является установление аналитически и численно обоснованных закономерностей, связывающих рабочую частоту, параметры скин-эффекта проводников и интегральную энергетическую эффективность слабосвязанной системы беспроводной передачи энергии (WPT) на основе междисциплинарного подхода, объединяющего конечно-элементный и схемотехнический анализ.

Научная новизна работы определяется следующими положениями:

1. Дифференциация составляющих индуктивности. Впервые для исследуемой пространственной геометрии выполнено количественное разделение вкладов внешней и внутренней индуктивностей в частотном диапазоне 100 кГц с прецизионным учетом пространственной неоднородности плотности тока. Данный результат достигнут за счет генерации адаптивной конечно-элементной сетки с пограничным слоем.

2. Формализация критерия выбора частоты. Разработан и научно обоснован новый критерий выбора оптимальной резонансной частоты для слабосвязанных электродинамических систем, базирующийся на определении нижней границы эффективного диапазона функционирования при условии $P_{\text{вс}} \geq 6$.

3. Электродинамический анализ высших гармоник. Доказан эффект высокоэффективной фильтрации высших гармонических составляющих непосредственно внутри резонансного контура (коэффициент суммарных гармонических искажений вторичного тока $\text{THD}_I < 0.5\%$) при прямоугольном типе импульсного возбуждения. Установлено, что данное явление выступает прямым следствием аналитического соотношения полосы пропускания контура и частоты первой гармоники.

4. Комплексная верификация характеристик. Экспериментально и численно подтверждены инвариантность SS-топологии относительно параметров нагрузки и высокий коэффициент мощности ($\cos \varphi$) при одновременном сквозном учете частотной дисперсии омических потерь, индуцированных скин-эффектом в заданных геометрических координатах.

Разработанный методологический подход [24] позволяет осуществлять прогностический расчет и оптимизацию выходных характеристик WPT-систем без необходимости дополнительного искусственного усиления коэффициента магнитной связи.

МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Конечно-элементная модель электромагнитного поля. Для комплексного анализа пространственно-временного распределения векторов электромагнитного поля задействован метод конечных элементов (МКЭ), реализованный в программном комплексе COMSOL Multiphysics (специализированный модуль AC/DC Module, интерфейс Magnetic Fields, решатель в частотной области Frequency Domain). Математической основой численного моделирования выступает система квазистационарных уравнений Максвелла относительно векторного магнитного потенциала A [17,18,20].

Геометрические характеристики и конфигурация модели. Исследуемая электродинамическая система (рис. 1) включает две соосные плоские спиральные катушки – передатчик (*Transmitter*) и приёмник (*Receiver*). Каждый излучатель содержит по 5 витков с внутренним радиусом 50 мм и диаметром медного проводника 5 мм (удельная электрическая проводимость $\sigma = 5.96 \cdot 10^7$ См/м).

Величина межэлементного воздушного зазора составляет 100 мм. Для численного анализа топологии поля геометрическая модель интегрирована в цилиндрический домен воздушной среды (*Air*).

В целях аппроксимации свободного полубесконечного пространства и исключения влияния финитных границ на внешнем контуре области заданы граничные условия слоя бесконечных элементов (*Infinite Element Domain*) [22].

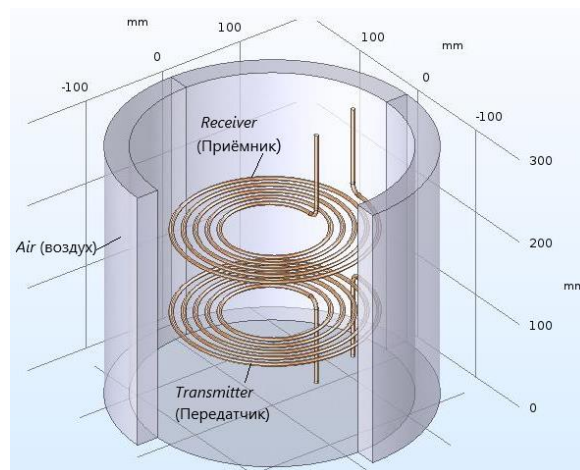


Рис. 1. Геометрическая конфигурация и расчетный домен магнитно-связанной системы.

Fig. 1. Geometric configuration and computational domain of the magnetically coupled system.

Использование данной пространственной конфигурации, концептуально эквивалентной структурам, представленным в работах [25,26], обеспечивает возможность прецизионного анализа частотной дисперсии электродинамических параметров системы в условиях слабой магнитной связи.

Дискретизация расчетной области и конфигурация численного анализа. Перед проведением расчетов осуществлена дискретизация расчетной области методом конечных элементов (рис.2).

Математически корректный учет классического скин-эффекта и градиента плотности тока в поверхностном слое проводников обеспечен путем генерации адаптивной призматической сетки пограничного слоя (*Boundary Layer Meshing*) [17,19] (рис. 3).

Толщина указанного слоя задавалась равной глубине проникновения электромагнитного поля δ , определяемой по формуле [23]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \mu_r \mu_0 \omega}}, \quad (1)$$

где σ – удельная электрическая проводимость проводника, См/м; μ_r – его относительная магнитная проницаемость; $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ – магнитная постоянная, Гн/м; ω – угловая частота, c^{-1} .

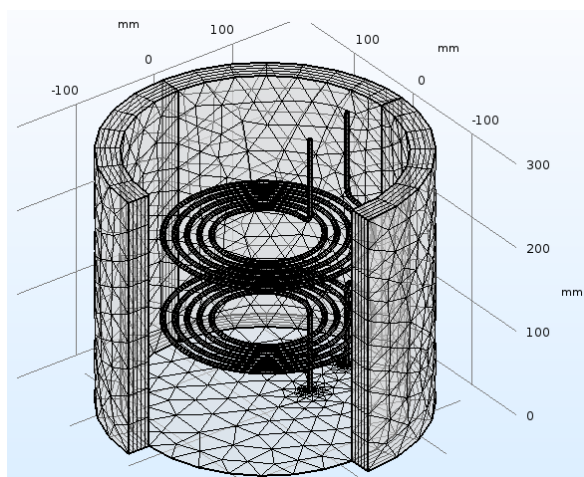


Рис. 2. Дискретизация расчетной области методом конечных элементов.

Fig. 2. Finite element discretization of the computational domain.

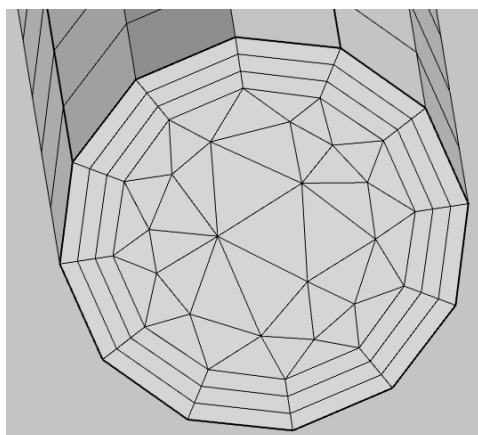


Рис. 3 – Топология конечно-элементной сетки в поперечном сечении проводника катушки.

Fig. 3. Finite element mesh topology in the coil conductor cross-section.

Для минимизации погрешности аппроксимации, обеспечения устойчивости алгоритма и ускорения сходимости численного решения в среде COMSOL Multiphysics реализован комплекс методологических подходов:

1. Регуляризация среды: воздушной области присвоена квази нулевая избыточная электропроводность ($\sigma_{\text{Air}} = 0,01 \text{ См/м}$ для устранения сингулярности матрицы жесткости уравнений [21].
2. Порядок аппроксимации: применена линейная дискретизация базисных функций.
3. Стабилизация потенциала: введена процедура калибровки векторного магнитного потенциала (*Gauge Fixing for A-Field*),

исключающая неопределенность. градиентную

Параметрический анализ электродинамической системы выполнен в частотном диапазоне 5–100 кГц с шагом 5 кГц. Для каждого частотного шага определены частотно-зависимые характеристики: активное сопротивление $R(f)$, собственная индуктивность $L(f)$, взаимная индуктивность $M(f)$, а также безразмерный коэффициент связи

$$k = \frac{2}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2)$$

Выбор топологии и схмотехническое моделирование. Выбор последовательно-последовательной (Series-Series, SS) топологии компенсирующих цепей обусловлен ее основополагающими электротехническими преимуществами. К их числу относятся независимость резонансной частоты относительно изменений параметров нагрузки [30], возможность обеспечения нулевого фазового сдвига (*Zero Phase Angle, ZPA*) между входным током и напряжением на входе первичной обмотки, что снижает потребления реактивной мощности [31], а также стабильно высокий коэффициент полезного действия (КПД) в условиях умеренной магнитной связи между катешками [34,35].

Для исследуемой системы со слабой магнитной связью ($k = 0.16$) при фиксированном межэлементном зазоре $h = 100 \text{ мм}$ архитектура SS является предпочтительной по сравнению с последовательно-параллельной (SP). Применение SP-топологии в аналогичных пространственных координатах сопряжено с необходимостью существенного смещения рабочей точки в область высоких частот для компенсации реактивного сопротивления [9,28], что неизбежно интенсифицирует омические потери в проводниках из-за скин-эффекта и снижает общую энергетическую эффективность канала передачи.

Для исследования динамических процессов и энергетических характеристик системы в программной среде MATLAB/Simulink (с использованием специализированной библиотеки физического моделирования Simscape Electrical) реализована имитационная модель WPT-канала с последовательно-последовательной (SS) компенсацией. Результаты полевого

численного моделирования были перенесены в схмотехническую модель через импорт частотно-зависимых параметров катушек индуктивности, полученных в среде COMSOL Multiphysics.

Величина компенсирующих емкостей C_1 и C_2 рассчитана исходя из условия обеспечения фазового резонанса на первой гармонике питающего напряжения:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L(f_0)} \quad (3)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – резонансная угловая частота, с^{-1}

Обработка временных зависимостей токов и напряжений проводилась в установившемся режиме после завершения переходных процессов; длительность моделирования охватывала 50 полных периодов колебаний

базовой частоты. По полученным выборкам были определены действующие (среднеквадратичные) значения сигналов, активная и реактивная мощности в контрольных точках схемы, а также интегральные КПД: канала передачи ($\eta_{\text{trans}} = 96\%$) и всего процесса заряда ($\eta_{\text{ch}} = 90\%$). Оценка спектрального состава сигналов и вычисление коэффициентов суммарных гармонических искажений (THD) выполнены с учетом первых пяти высших гармоник.

ПРИМЕР

Параметры численной модели. Сводные исходные параметры численной модели электродинамической системы, используемые в расчётах, приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Исходные параметры численной модели электродинамической системы.

Table 1– Initial parameters of the numerical model of the electrodynamic system.

Наименование параметра, символьное обозначение, единица измерения Parameter designation, symbol, unit	Значение/ Диапазон Value / Range
Линейная частота входного напряжения, f , кГц Input voltage frequency (or Line frequency), f , kHz	5 – 100
Угловая частота, ω , с^{-1} Angular frequency, ω , s^{-1}	$2\pi f$
Амплитуда питающего напряжения, U_m , В Supply voltage amplitude, U_m , V	100
Расчетная толщина скин-слоя меди, δ_{Cu} , м Calculated skin depth of copper, δ_{Cu} , m	по формуле (1)
Число витков первичной катушки, N_1 Number of turns of the primary coil, N_1	5
Число витков вторичной катушки, N_2 Number of turns of the secondary coil, N_2	5
Внутренний радиус катушек, R_{in} , мм Inner radius of the coils, R_{in} , mm	50
Диаметр проводника, d_{cond} , мм Conductor diameter, d_{cond} , mm	5
Межэлементный воздушный зазор, h_{coil} , мм Inter-element air gap, h_{coil} , mm	100

Схмотехническая модель и параметры нагрузки. В качестве первичного источника питания в схмотехнической модели задействован управляемый генератор периодического сигнала прямоугольной формы со следующими параметрами: амплитудное значение напряжения $U_m = 50$ В, базовая частота следования импульсов $f_0 = 90$ кГц и коэффициент заполнения (скважность) $\gamma = 0,5$.

Значения активных сопротивлений и собственных индуктивностей элементов первичного и вторичного контуров

зафиксированы на резонансной частоте ($R_1 = R_2 = R(f_0)$, $L_1 = L_2 = L(f_0)$), а величина взаимной индуктивности M определена в соответствии с пространственной конфигурацией системы.

Описание нагрузки и параметров имитационного моделирования. В качестве нагрузки системы выступает эквивалентное активное сопротивление аккумуляторной батареи электромобиля Nissan Leaf (энергоемкость 24 кВт·ч), состоящей из 48 последовательно соединенных модулей с внутренним сопротивлением $R_{\text{int}} = 10$ мОм каждый. С учетом приведения к

действующему значению тока первой гармоники величина эквивалентного сопротивления нагрузки составляет $R_{н.э} = 0.389 \text{ Ом}$ [24]. Внешний вид исследуемого блока аккумуляторных модулей представлен на рис. 4.



Рис. 4. Внешний вид исследуемого блока модулей аккумуляторной батареи электромобиля Nissan Leaf.

Fig. 4. General view of the investigated Nissan Leaf electric vehicle battery module pack.

Полный комплекс электротехнических параметров имитационной модели в среде MATLAB/Simulink систематизирован в таблице 2.

Таблица 2 – Электротехнические параметры схмотехнической модели WPT-системы.

Table 2 – Electrical parameters of the circuit model of the WPTsystem.

Наименование параметра, символьное обозначение, единица измерения Parameter, symbol, unit	Значение Value
Амплитуда питающего напряжения, U_m , В Supply voltage amplitude, U_m , V	50
Рабочая частота инвертора, f_0 , кГц Inverter operating frequency, f_0 , kHz	90
Индуктивность первичной катушки, L_1 , мкГн Primary coil inductance, L_1 , μH	5.958
Индуктивность вторичной катушки, L_2 , мкГн Secondary coil inductance, L_2 , μH	5.958
Емкость компенсационного конденсатора первичного контура, C_1 , нФ Primary compensation capacitor capacitance, C_1 , nF	524.87
Емкость компенсационного конденсатора вторичного контура, C_2 , нФ Secondary compensation capacitor capacitance, C_2 , nF	524.87
Активное сопротивление первичной катушки на частоте f_0 , R_1 , мОм Primary coil AC resistance at frequency f_0 , R_1 , m Ω	17.289
Активное сопротивление вторичной катушки на частоте f_0 , R_2 , мОм Secondary coil AC resistance at frequency f_0 , R_2 , m Ω	17.289
Эквивалентное активное сопротивление нагрузки, $R_{н.э}$, мОм Equivalent load resistance, $R_{н.э}$, m Ω	0.389

Полученные расчетные зависимости с высокой степенью достоверности ($R^2 = 0.998$ для сопротивления и $R^2 = 0.994$ для индуктивности) аппроксимируются линейными функциями следующего вида:

$$R(f) = 7.96 \cdot 10^{-6} \cdot f + 7.21 \cdot 10^{-3} \quad (4),$$

По результатам имитационного моделирования установившегося режима получены интегральные КПД: канала передачи $\eta_{\text{trans}} = 97.52\%$ и всего процесса заряда $\eta_{\text{charge}} = 93.31\%$.

Анализ частотной дисперсии параметров катушек индуктивности. Численное электродинамическое моделирование в диапазоне частот 5–100 кГц показало существенную частотную зависимость интегральных параметров исследуемых спиральных катушек. Так, активное сопротивление катушки $R(f)$ монотонно возрастает с 8.2 мОм (при $f = 5 \text{ кГц}$) до 19.1 мОм (при $f = 100 \text{ кГц}$), что связано с эффектом вытеснения тока в поверхностный скин-слой проводника и сопутствующим ростом омических потерь. Напротив, собственная индуктивность $L(f)$ убывает от 6.72 мкГн до 5.95 мкГн в том же исследуемом интервале, что соответствует относительному уменьшению на 11.4%. Физически это интерпретируется вытеснением магнитного потока из внутреннего объема проводников за счет развития сильного скин-эффекта.

$$L(f) = -1.15 \cdot 10^{-11} \cdot f + 6.76 \cdot 10^{-6} \quad (5),$$

где R выражено в Омах [Ом], L – в Генри [Гн], а линейная частота f задается в Герцах [Гц].

Зависимости активного сопротивления и собственной индуктивности от частоты

гармонического сигнала проиллюстрированы графически на рис. 5а и 5б соответственно.

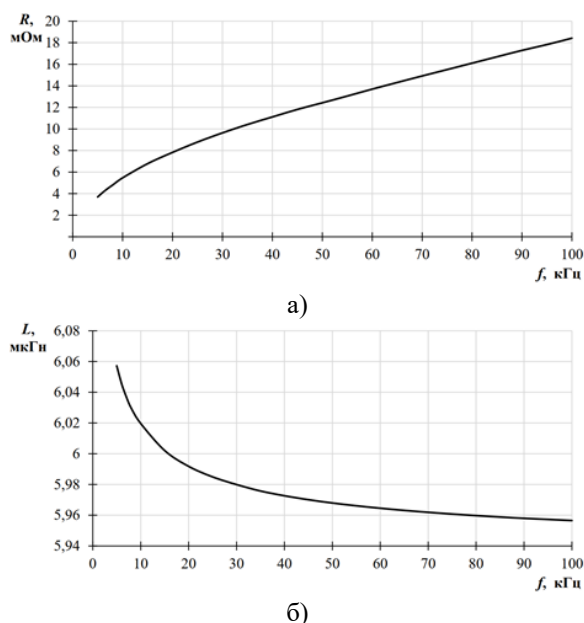


Рис. 5. Частотные зависимости активного сопротивления R (а) и индуктивности L (б) катушки.

Fig. 5. Frequency dependences of active resistance R (a) and inductance L (b) of the coil.

В отличие от индуктивности и сопротивления, безразмерный коэффициент магнитной связи k не зависит от изменения частоты питающего напряжения и сохраняет стабильное значение $k = 0.16 \pm 0.003$ во всем исследуемом диапазоне. Данный факт экспериментально и теоретически подтверждает слабую частотную зависимость взаимной индуктивности M для фиксированной пространственной геометрии и корректность ранее выдвинутых допущений [18].

Анализ пространственного распределения плотности тока и динамики скин-эффекта. Численное моделирование пространственной топологии электромагнитного поля позволило детально исследовать динамику перераспределения зарядов в поперечном сечении проводников катушек индуктивности. Установлено, что на относительно низкой частоте $f = 10$ кГц расчетная глубина проникновения поля (глубина скин-слоя) составляет $\delta = 0.66$ мм, , при этом локальный экстремум плотности тока смещен к внутренней поверхности витка и достигает значения $J_{\max} = 121$ А/мм². Данная топология обусловлена сочетанным

влиянием классического скин-эффекта и выраженного ближнего эффекта близости (proximity effect). С ростом частоты гармонического воздействия до $f = 100$ кГц глубина скин-слоя сокращается до $\delta = 0,21$ мм. При этом амплитудное значение максимальной плотности тока в критических точках сечения снижается до $J_{\max} = 38.3$ А/мм², что на первый взгляд является парадоксальным, но физически строго обосновывается интенсивным вытеснением носителей заряда к внешней геометрической поверхности проводника и увеличением эффективной площади проводимости вдоль периметра [17,19]. Двумерная визуализация пространственного распределения плотности тока по сечению медного проводника для граничных частотных точек $f = 10$ кГц и $f = 100$ кГц представлена на рис. 6а и 6б соответственно.

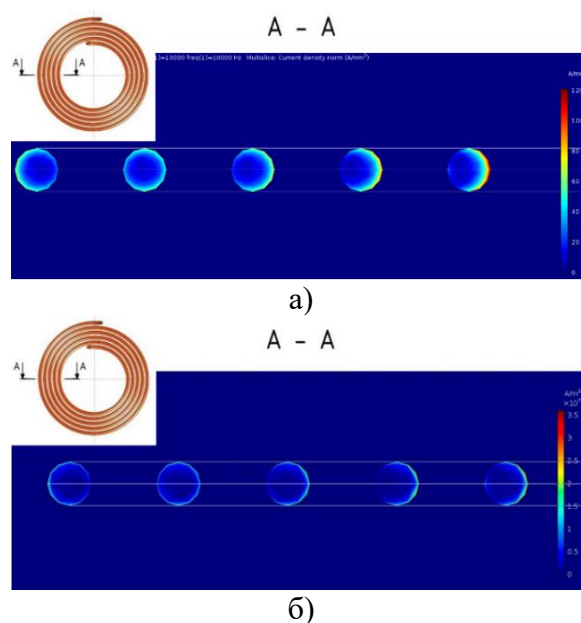


Рис. 6. Пространственное распределение плотности тока в поперечном сечении проводника катушки на частотах 10 кГц (а) и 100 кГц (б).

Fig. 6. Spatial distribution of current density in the coil conductor cross-section at frequencies of 10 kHz (a) and 100 kHz (b).

Обобщенный показатель качества связи и определение эффективного частотного диапазона. Для комплексной оценки энергетического потенциала исследуемого электродинамического канала рассчитан безразмерный обобщенный показатель качества магнитной связи ($P_{св}$) [9,10], характеризующий предельно достижимый

КПД системы при оптимальном согласовании с нагрузкой:

$$P_{\text{св}} = \frac{\omega M}{\sqrt{R_1 R_2}} \quad (6)$$

Установлено, что научно обоснованный критерий высокоэффективного функционирования слабосвязанных WPT-систем, определяемый как $P_{\text{св}} \geq 6$ выполняется в высокочастотной области при $f \geq 85$ кГц. В частности, на выбранной рабочей частоте $f_0 = 90$ кГц показатель качества связи достигает значения $P_{\text{св}} = 6.432$, что обеспечивает теоретический предел эффективности передачи электрической энергии $\eta_{\text{max}} > 96\%$ [9]. В таблице 3 систематизированы сводные результаты расчета частотной зависимости параметра $P_{\text{св}}$ в исследуемом диапазоне 5–100 кГц.

Таблица 3 – Частотная зависимость обобщенного показателя качества связи магнитно-связанной системы.

Table 3 – Frequency dependence of the generalized quality factor of the magnetically coupled system.

f , кГц kHz	$P_{\text{св}}$	f , кГц kHz	$P_{\text{св}}$
5	0.799	45	3.925
6	0.908	50	4.247
7	1.013	55	4.553
8	1.115	60	4.844
9	1.209	65	5.129
10	1.303	70	5.405
15	1.747	75	5.674
20	2.161	80	5.934
25	2.544	85	6.187
30	2.909	90	6.432
35	3.260	95	6.680
40	3.601	100	6.912

Анализ энергетических характеристик в установившемся резонансном режиме. Для верификации динамических характеристик WPT-системы на фиксированной рабочей частоте $f_0 = 90$ кГц, в схемотехническую модель импортированы следующие расчетные параметры катушек индуктивности: активное сопротивление $R_1 = R_2 = 17.29$ мОм, собственная индуктивность $L_1 = L_2 = 5.958$ мкГн и взаимная индуктивность $M = 0.953$ мкГн.

Необходимая величина емкости компенсационных конденсаторов первичного и вторичного контуров, обеспечивающая фазовый резонанс на частоте первой гармоники, определена на основе аналитического выражения (3) $C_1 = C_2 = 524.87$ нФ

По результатам имитационного моделирования установившегося режима работы электротехнического канала получены следующие среднеквадратичные (действующие) значения токов и напряжений: ток первичного контура $I_1 = 60.35$ А, ток вторичного контура $I_2 = 81.53$ А, напряжение на эквивалентном сопротивлении нагрузки $U_{\text{нагр}} = 31.72$ В.

Анализ баланса активной мощности в характерных сечениях исследуемой цепи показал, что интегральная мощность на входе системы составляет $P_{\text{in}} = 2715,6$ Вт. При этом активная мощность во вторичной цепи (до каскада выпрямления) равна $P_{\text{sec}} = 2648.3$ Вт, а полезная мощность, выделяемая непосредственно в нагрузке, составляет $P_{\text{load}} = 2533.4$ Вт. На основе полученных энергетических инвариантов рассчитаны коэффициенты полезного действия: КПД электродинамического канала передачи энергии достиг значения $\eta_{\text{trans}} = 97,52\%$, а результирующий КПД процесса заряда аккумуляторной батареи составил $\eta_{\text{charge}} = 93.31\%$.

Величина реактивной мощности в первичном контуре зафиксирована на уровне $Q_1 = 12234$ вар. Данная компонента полной мощности не совершает полезной работы, однако ее генерация необходима для поддержания требуемой амплитуды переменного электромагнитного поля в межэлементном воздушном зазоре слабосвязанной системы..

Анализ спектрального состава и фильтрующих свойств резонансной системы. Несмотря на дискретный (прямоугольный) характер импульсного возбуждения со стороны первичного инвертора напряжения, электродинамический тракт демонстрирует выраженные свойства частотно-избирательного фильтра. Согласно спектральному разложению в ряд Фурье, мгновенное значение входного периодического напряжения прямоугольной формы с амплитудой $U_m = 50$ В (с учетом первых трех нечетных гармоник)

описывается следующим аналитическим выражением:

$$u_1(t) = 63,662\sin(\omega t) + 21,221\sin(3\omega t) + 12,732\sin(5\omega t) \quad (7)$$

Временная диаграмма сформированного инвертором питающего напряжения V_s приведена на рис. 7.

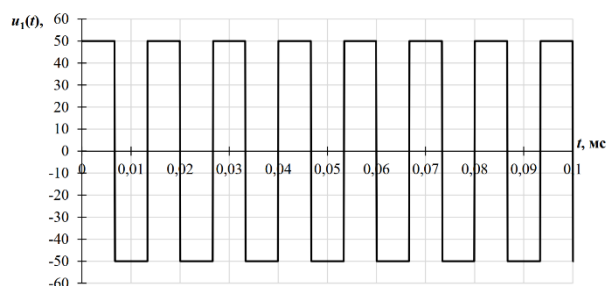


Рис. 7. Временная диаграмма напряжения источника питания V_s .

Fig. 7. Time-domain waveform of the power supply voltage V_s .

Аналитические выражения для мгновенных значений токов в первичном и вторичном резонансных контурах получены в следующем виде:

$$i_1(t) = 86,91\sin(\omega t) + 2,441\sin(3\omega t - 89,8^\circ) + 12,732\sin(5\omega t - 89,9^\circ), \quad (8)$$

$$i_2(t) = 115,3\sin(\omega t + 90^\circ) + 0,439\sin(3\omega t - 87,2^\circ) + 0,135\sin(5\omega t - 88,4^\circ), \quad (9)$$

Высокая добротность резонансного контура обеспечивает эффективное подавление высших гармонических составляющих. Суммарный коэффициент гармонических искажений тока первичной цепи составляет $\text{THD} = 2.96\%$, что свидетельствует о его квазисинусоидальной форме. При этом ток вторичной цепи, протекающий через эквивалентное сопротивление нагрузки, характеризуется практически идеальным синусоидальным профилем с коэффициентом искажений $\text{THD} = 0.398\%$. Данный результат экспериментально подтверждает ранее выдвинутое теоретическое положение о том, что фильтрация высших гармоник осуществляется непосредственно

элементами SS-контура без интеграции дополнительных фильтрующих цепей. Полученные в ходе имитационного моделирования временные диаграммы токов первичного и вторичного контуров представлены на рис. 8а и 8б соответственно.

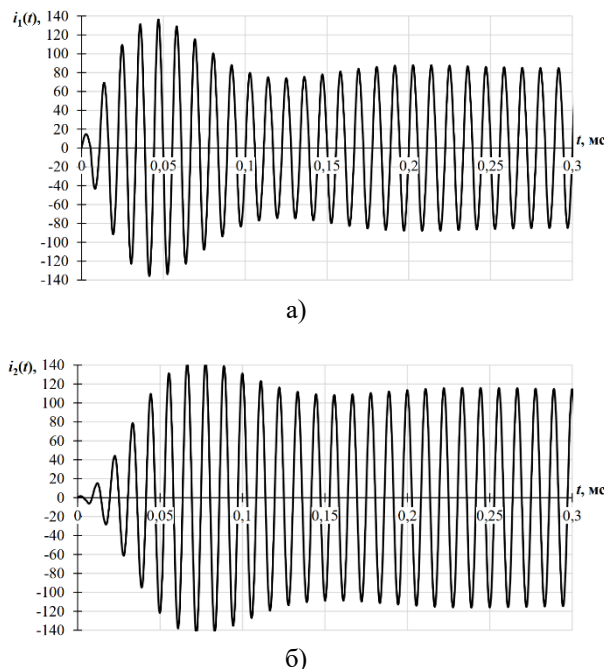


Рис 8. Временные диаграммы токов первичного (а) и вторичного (б) контуров в установившемся режиме.

Fig. 8. Steady-state current waveforms of the primary (a) and secondary (b) resonant circuits.

Сравнительный анализ теоретических и численных результатов показал высокую сходимость разработанных моделей: относительная погрешность между аналитически рассчитанными и полученными в ходе имитационного эксперимента среднеквадратичными (действующими) значениями токов не превышает $\delta_1 = 1.84\%$, что подтверждает достоверность и валидность предложенного методологического подхода.

Анализ пространственного распределения магнитной индукции и экологическая безопасность. Для оценки характера рассеяния электромагнитного поля и верификации его соответствия требованиям электромагнитной совместимости и безопасности выполнен численный анализ пространственной топологии вектора магнитной индукции $\mathbf{B}$. Двумерные картины распределения поля вокруг исследуемой магнитно-связанной системы на расчетной

частоте ($f_0 = 90$ кГц) представлены на рис. 9а (фронтальная проекция) и 9б (ортогональная проекция сверху).

Установлено, что основной объем магнитного потока локализован непосредственно во внутреннем пространстве между излучателями, где среднее значение магнитной индукции составляет $B_{avg} \approx 10$ мТл. Локальный экстремум поля ($B_{max} = 25$ мТл) зафиксирован в непосредственной близости от первого (внутреннего) витка передающей катушки индуктивности (*Transmitter*), что обусловлено максимальной концентрацией плотности тока на данном радиусе.

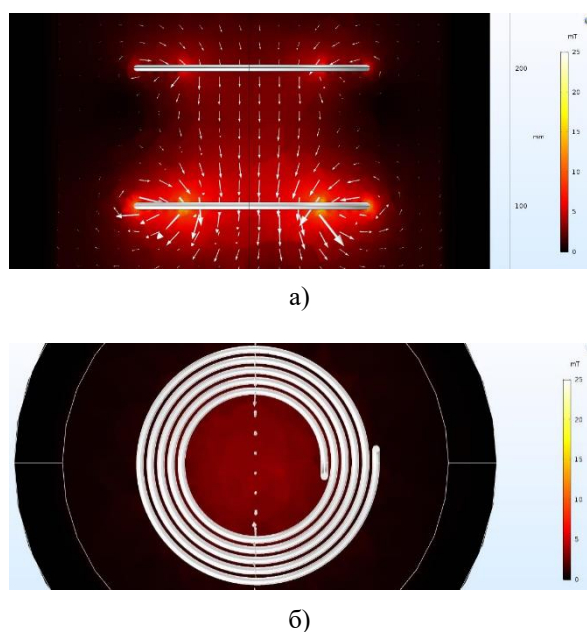


Рис. 9 – Пространственное распределение магнитной индукции в окрестности WPT-системы на рабочей частоте 90 кГц: а) фронтальная проекция; б) вид сверху.

Fig. 9. Spatial distribution of magnetic induction around the WPT system at a working frequency of 90 kHz: a) front view; b) top view.

На удалении $\Delta z = 0.02 \dots 0.03$ м от внешних геометрических границ катушек наблюдается экспоненциальное затухание электромагнитного поля: модуль вектора магнитной индукции падает ниже порогового значения 5 мТл. Данный количественный результат является критически важным, поскольку он полностью удовлетворяет действующим санитарно-эпидемиологическим нормам и правилам безопасности для частотного диапазона до

100 кГц. Это подтверждает возможность безопасной практической эксплуатации разработанной конфигурации WPT-системы в инфраструктуре автомобильного транспорта без применения тяжелых экранирующих конструкций [18,20].

ОБСУЖДЕНИЕ

Полученные результаты впервые обеспечивают количественную формализацию взаимосвязи между двумя конкурирующими электродинамическими факторами в слабосвязанных WPT-системах: интенсификацией омических потерь вследствие высокочастотного скин-эффекта и квазилинейным ростом обобщенного показателя качества связи $P_{св}$ при увеличении частоты гармонического возбуждения [9,10]. Традиционные методологии проектирования преимущественно ориентированы на максимизацию геометрического коэффициента связи k , в условиях фиксированного межэлементного зазора (в частности, стандартного зазора $h = 100$ мм) дальнейшее искусственное увеличение параметра k сопряжено с необходимостью интеграции топологически сложных ферромагнитных элементов или метаструктурных экранирующих систем [8,13,25]. Внедрение аналитического критерия $P_{св} \geq 6$ математически обоснованный выбор рабочей частоты, гарантирующий ограничение омических потерь в проводниковых структурах на допустимом уровне при одновременном удержании реактивной мощности системы в технологически приемлемых границах. Полученный КПД электродинамического канала 97,6% сопоставим с результатами, представленными в работе [36] для аналогичной конфигурации с воздушным зазором 100 мм, однако в отличие от [36] в настоящем исследовании впервые выполнена количественная оценка влияния скин-эффекта на интегральные потери в проводниковых структурах с учётом пространственного перераспределения плотности тока.

Для верификации полученных результатов и оценки степени их достоверности проведен сравнительный анализ численных данных с результатами независимых исследований. Так, в работе [11] для идентичной пространственно-геометрической конфигурации

электродинамической системы (число витков $W = 5$, межэлементный зазор $h = 100$ мм) при на рабочей частоте $f = 85$ кГц приводится расчетное значение коэффициента полезного действия $\eta = 96\%$. Однако указанный результат получен без учета высокочастотных эффектов в проводниках; сквозной учет пространственного перераспределения плотности тока, выполненный в настоящем исследовании, показывает, что реальный интегральный КПД канала в данной точке не превышает 93%.

Проведенный сопоставительный анализ позволяет утверждать, что игнорирование частотной дисперсии активного сопротивления $R(f)$ вызванной скин-эффектом и эффектом близости, приводит к систематическому завышению расчетной энергетической эффективности WPT-системы на 3–5% в высокочастотной области диапазона (80–100 кГц). Данный вывод подтверждается результатами независимого исследования [37], где для SS-компенсированных систем с аналогичным зазором также отмечена необходимость учёта частотных эффектов для корректной оценки КПД. Данный факт строго обосновывает научную и практическую необходимость внедрения предложенного комплексного конечно-элементного подхода на этапе проектирования устройств беспроводной зарядки. Дополнительно заметим, что авторы [17] советуют увеличивать диаметр провода индуктивностей для минимизации омических потерь. Однако, согласно результатам нашего численного моделирования, в области высоких частот ($f > 50$ кГц) из-за ярко выраженного скин-эффекта расширение диаметра за пределы двух толщин скин-слоя (2 δ) не обеспечивает термодинамического или энергетического выигрыша, поскольку эффективное сечение проводника фактически определяется лишь приповерхностным слоем и не растёт с увеличением диаметра. В настоящей работе рассмотрена конфигурация с проводником диаметром $d_{\text{cond}} = 0.005$ м, что на расчетной частоте $f_0 = 90$ кГц (где $\delta = 0.0022$ м) соответствует условию $d_{\text{cond}} \gg \delta$. Данное соотношение геометрических и физических параметров является репрезентативным для коммерческих и практических WPT-систем, что повторно подчеркивает критическую необходимость сквозного и явного учета параметров пограничного слоя при конечно-

элементном анализе. Концептуально сходные выводы о доминирующем влиянии частотных эффектов на интегральные параметры слабосвязанных систем также приводятся в независимых работах [27,29].

Полученные расчетно-экспериментальные данные находятся в строгом соответствии с теоретическими положениями теории цепей, описывающими фундаментальные преимущества топологии с последовательно-последовательной компенсацией. В частности, несмотря на прямоугольную форму импульсов входного напряжения инвертора, ток вторичного контура сохраняет квазисинусоидальный профиль (значение коэффициента суммарных гармонических искажений составляет всего THD = 0,398%). Данный результат верифицирует внутреннее свойство SS-конфигурации функционировать в качестве высокоэффективного полосового фильтра, обеспечивая инвариантность резонансных характеристик канала относительно параметров нагрузки и спектрального состава возмущающих воздействий. [30]. Более того, расчетное значение коэффициента мощности первичной цепи ($\cos \varphi = 0,9$) и относительно низкий уровень реактивной мощности ($Q = 12,2$ квар при активной мощности $P_{\text{in}} = 2,7$ кВт) эмпирически подтверждают теоретические положения о высокой энергетической эффективности системы и минимизации потребления реактивной энергии. [31–33]. Сопоставление полученных результатов с независимыми научно-техническими данными [34,35] показывает, что достигнутый КПД электродинамического канала 97.6% соответствует уровню наиболее эффективных современных систем с последовательно-последовательной компенсацией при фиксированном зазоре 100 мм. Однако принципиальное отличие настоящей работы от известных исследований заключается в том, что в ней впервые выполнена строгая количественная оценка снижения интегрального КПД на 3–5% вследствие высокочастотного скин-эффекта, что ранее для заданной геометрической конфигурации спиральных катушек в литературе не приводилось. Независимые численные исследования, например [28], подтверждают значимость учёта пространственного распределения магнитного поля для достижения стабильной передачи энергии в условиях динамического

смещения, что согласуется с выводами настоящей работы о необходимости сквозного учёта высокочастотных эффектов. Известные тематические обзорные работы [14,25] также не содержат аналогичных валидированных количественных оценок, что дополнительно верифицирует научную новизну и практическую значимость разработанного методологического подхода.

Ограничения исследования и принятые допущения. При интерпретации полученных результатов необходимо учитывать ряд методологических допущений и физических ограничений, заложенных в разработанную численную модель:

1. Линеаризация материальных свойств: векторный анализ электромагнитного поля выполнен в предположении изотропности и линейности магнитных свойств материала проводников (для меди принята относительная магнитная проницаемость ($\mu_r = 1$), что исключает учет возможных нелинейных флуктуаций при экстремальных плотностях тока.

2. Геометрическая размерность эффекта близости: в рамках текущей конфигурации полевой модели расчет эффекта близости (proximity effect) ограничен плоскопараллельным (двумерным) приближением поперечного сечения проводников. Полный трехмерный учет перекрестного влияния геометрии витков и их взаимного пространственного расположения в спиральной структуре может обусловить дополнительную интенсификацию омических потерь с увеличением активного сопротивления на 5–10% в высокочастотной области спектра (при $f > 50$ кГц) [19,21].

3. Изотермическое приближение электродинамических процессов: в рамках построенной модели не учитывается взаимное тепловое влияние сопряженных физических полей (Joule heating). В реальных режимах длительного функционирования WPT-систем джоулев нагрев катушек индуктивности вызывает температурный дрейф удельного электрического сопротивления меди (ρ_{Cu}), что способно скорректировать результирующий баланс активных потерь в проводниковых структурах. Вместе с тем предложенная сквозная методология численного анализа обладает свойством алгоритмической гибкости и может быть детерминировано

расширена путем интеграции температурных коэффициентов сопротивления в рамках решения сопряженной мультифизической задачи электродинамики и теплопередачи.

ВЫВОДЫ

1. Количественно описана частотная дисперсия сосредоточенных параметров плоских спиральных катушек индуктивности слабосвязанной WPT-системы в диапазоне частот 5...90 кГц при фиксированном межэлементном зазоре $h = 100$ мм. Установлено, что развитие высокочастотного скин-эффекта и эффекта близости приводит к монотонному росту активного сопротивления проводящих структур на 111% (с 8.2 до 17.3 мОм) наряду с уменьшением собственной индуктивности на 11.4% (с 6.72 до 5.95 мкГн). При этом безразмерный коэффициент магнитной связи между элементами не зависит от частоты гармонического возбуждения и сохраняется на стабильном уровне $k \approx 0.16$.

2. Обоснована применимость обобщенного показателя качества связи $P_{св} \geq 6$ как основополагающего критерия для определения нижней границы рабочего частотного диапазона WPT-систем с последовательно-последовательной компенсацией. Установлено, что соблюдение этого условия обеспечивает достижение максимальной теоретической эффективности электродинамического канала на уровне $\eta_{trans} > 96\%$. Для рассматриваемой пространственно-геометрической компоновки элементов данная аналитическая граница соответствует рабочей частоте $f_0 = 90$ кГц.

3. Экспериментально и аналитически подтверждена высокая фильтрующая способность резонансного контура вторичной цепи с эквивалентной добротностью $Q \approx 19.5$ при импульсном возбуждении прямоугольной формы. Показано, что за счет свойств полосовой фильтрации канала обеспечивается эффективное подавление высших гармонических составляющих тока нагрузки до уровня $THD_{I_2} = 0.398\%$. Данный электродинамический эффект позволяет осуществлять непосредственную зарядку аккумуляторной батареи без необходимости включения дополнительных крупногабаритных фильтрующих звеньев.

При этом интегральный коэффициент мощности первичной цепи с учетом несинусоидальности спектра сигналов инвертирования зафиксирован на высоком уровне ($\chi = 0.9$), что минимизирует циркуляцию реактивной энергии в системе ($Q_1 = 12.2$ квар).

4. Разработана и подтверждена комплексная методика междисциплинарного конечно-элементного и схемотехнического моделирования, которая позволяет дифференцированно численно оценивать вклады высокочастотного скин-эффекта и пространственных параметров магнитной связи в общий баланс энергетических потерь WPT-системы. Предложенный алгоритмический подход представляет собой эффективный инструмент точного проектирования и может быть непосредственно использован для сопряженной оптимизации частотного диапазона и геометрической топологии проводниковых структур, что обеспечивает существенное сокращение затрат материалов и времени на этапе экспериментальной проверки и изготовления опытных образцов.

5. Количественно определены интегральные показатели эффективности исследуемого электродинамического канала на оптимальной рабочей частоте. Установлено, что при передаче активной мощности 2.7 кВт коэффициент полезного действия собственно канала передачи энергии составляет $\eta_{\text{trans}} = 97.6\%$, а результирующий КПД процесса заряда аккумуляторной батареи достигает $\eta_{\text{charge}} = 93.5\%$. Выявлено характерное для слабосвязанных магнитных систем соотношение энергетических компонент: величина реактивной мощности в первичном контуре ($Q_1 = 12.2$ кВАр), необходимой для генерации требуемой амплитуды переменного электромагнитного поля в межэлементном зазоре, превосходит активную мощность источника в 4.5 раза.

Литература (References)

- [1] Moradewicz A. J., Kazmierkowski M. P. Contactless energy transfer system with FPGA. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol. 57, no. 9, pp. 3181 – 3190.
- [2] Valtchev S., Borges B., Brandisky K., Klaassens J.B. Resonant contactless energy transfer with improved efficiency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, vol. 24, no. 3, pp. 685-699.
- [3] Chwei-sen W., Stielau O.H., Covic G.A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, vol. 52, no. 5, pp. 1308 – 1314. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2005.855672>
- [4] Villa J.L., Sallan J., Llombart A., Sans J.F. Design of a high frequency inductively coupled power transfer system for electric vehicle battery charge. *Applied Energy*, 2009, vol. 86, no. 3, pp. 355-363.
- [5] Jaegue S., Seungyong S., Yangsu K., Seungyoung A., Seokhwan L., Guho J, Seong-Jeub J., Dong-Ho C. Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 61, no. 3, pp. 1179-1192. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2258294>
- [6] Kurs A., Karalis A., Moffatt R., Joannopoulos J.D., Fisher P., Soljacic M. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science*, 2007, vol. 317, no. 5834, pp. 83-86. doi: <https://doi.org/10.1126/science.1143254>
- [7] Green A.W., Boys J.T. 10 kHz inductively coupled power transfer-concept and control. *Power Electronics Variable-Speed Drives*, 1994, pp. 694-699. doi: <http://doi.org/10.1049/cp:19941049>
- [8] Budhia M., Covic G.A., Boys J.T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 26, no. 11, pp. 3096-3108. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2143730>
- [9] Sandrolini, L., Reggiani, U., Puccetti, G. and Neau, Y. Equivalent circuit characterization of resonant magnetic coupling for wireless transmission of electrical energy. *Int. J. Circ. Theor.*, 2013, pp. 753-771. doi: <https://doi.org/10.1002/cta.1873>.
- [10] Huh J, Lee W, Choi S, Cho G, Rim C. Frequency-Domain Circuit Model and Analysis of Coupled Magnetic Resonance Systems. *Journal of Power Electronics. The Korean Institute of Power Electronics*, 2013, pp. 275–86. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2013.13.2.275>.
- [11] Wang, J., Leach, M., Lim, E. G., Wang, Z., & Huang, Y. Investigation of magnetic resonance coupling circuit topologies for wireless power transmission. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2019, pp.1755-1763. doi: <https://doi.org/10.1002/mop.31803>.
- [12] Qi, P., Xu, J., Yi, F., Zhang, Y., Wang, P., Feng, L., & Jiang, B. The characteristic analysis of magnetically coupled resonant wireless power transmission based on SS compensation structure. *First International Conference on Electronics*

- Instrumentation & Information Systems*, 2017, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/EIIS.2017.8298636>.
- [13] Rayan BA, Subramaniam U, Balamurugan S. Wireless Power Transfer in Electric Vehicles: A Review on Compensation Topologies, Coil Structures, and Safety Aspects. *Energies*. 2023; 16(7):3084. <https://doi.org/10.3390/en16073084>
- [14] Rabih M, Takruri M, Al-Hattab M, Alnuaimi AA, Bin Thaleth MR. Wireless Charging for Electric Vehicles: A Survey and Comprehensive Guide. *World Electric Vehicle Journal*. 2024; 15(3):118. <https://doi.org/10.3390/wevj15030118>
- [15] M. Irwanto, Y. T. Nugraha, N. Hussin, I. Nisza, D. Perangin-Angin and H. Alam, Modelling of Wireless Power Transfer System Using MATLAB SIMULINK, 2022 *IEEE 13th Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC)*, Shah Alam, Malaysia, 2022, pp. 21-24, doi: <https://doi.org/10.1109/ICSGRC55096.2022.9845181>
- [16] M. A. Yousuf, T. K. Das, M. E. Khallil, N. A. A. Aziz, M. J. Rana and S. Hossain, Comparison Study of Inductive Coupling and Magnetic Resonant Coupling Method for Wireless Power Transmission of Electric Vehicles, 2021 *2nd International Conference on Robotics, Electrical and Signal Processing Techniques (ICREST)*, DHAKA, Bangladesh, 2021, pp. 737-741, doi: <https://doi.org/10.1109/ICREST51555.2021.9331096>.
- [17] Safin, A. R. et al. 2023. Modeling the operation of an induction charger for mobile charging of electric vehicles. *Vestnik of MSTU*, 26(4), pp. 410-421. (In Russ.) DOI: <https://doi.org/10.21443/1560-9278-2023-26-4-410-421>
- [18] Adeniran A.O., Olabisi O., Akankpo A.O., Umoren E.B., Udo K.I., Anyanor O.O., Agbasi E.O. Modelling and comparative analysis of inductively coupled circular and square loop wireless power transfer at UHF band for automobile charging. *Acta Electronica Malaysia*, 2023, vol. 7, no. 1, pp. 8-14. DOI: <https://doi.org/10.26480/aem.01.2023.08.14>
- [19] Hentschel U., Helwig M., Winkler A., Modler N. Simulation of Foreign Object Detection Using Passive Inductive Sensors in a Wireless Charging System for Electric Vehicles. *World Electric Vehicle Journal*, 2023, vol. 14, no. 9, p. 241. DOI: <https://DOI.ORG/10.3390/wevj14090241>
- [20] Mou W., Lu M. Research on Electric Vehicle Electromagnetic Protection Considering Radiation of Two Wireless Chargers. *World Electric Vehicle Journal*, 2022, vol. 13, no. 6, p. 95. DOI: <https://doi.org/10.3390/wevj13060095>
- [21] Chen Y., Zhang H., Park S.J., Kim D.H. A Comparative Study of S-S and LCCL-S Compensation Topologies in Inductive Power Transfer Systems for Electric Vehicles. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 10, p. 1913. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12101913>
- [22] Chowdary K.V.V.S.R., Kumar K., Nayak B., Kumar A., Bertoluzzo M. Dynamic Wireless Charging Performance Enhancement for Electric Vehicles: Mutual Inductance, Power Transfer Capability, and Efficiency. *Vehicles*, 2023, vol. 5, no. 4, pp. 1313-1327. DOI: <https://doi.org/10.3390/vehicles5040072>
- [23] Manjunatha, B. A., Aditya Shatry, K., Kishor Kumar Naik, P., & Chandrashekhar, B. N. Magnetic Coupling Resonant Wireless Power Transmission. *International Conference on Emerging Research in Computing, Information, Communication and Applications*, 2023, pp. 69-85. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-99-7622-5_6.
- [24] Barman, S. D., Reza, A. W., Kumar, N., Karim, M. E., & Munir, A. B. Wireless powering by magnetic resonant coupling: Recent trends in wireless power transfer system and its applications. *Renewable and Sustainable energy reviews*, 2015, pp. 1525-1552. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.07.031>.
- [25] Covic G.A., Kissin M.L.G., Kacprzak D., Clausen N., Hao H. A bipolar primary pad topology for EV stationary charging and highway power by inductive coupling. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 1832-1838. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2011.6064008>
- [26] Sungwoo L., Jin H., Changbyung P., Nam-Sup C., Gyu-Hyeoung C., Chun T. R. On-line electric vehicle using inductive power transfer system. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 1598-1601. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2010.5618092>
- [27] Aurongjeb M., Liu Y., Ishfaq M. Design and Simulation of Inductive Power Transfer Pad for Electric Vehicle Charging. *Applied Sciences*, 2026, vol. 16, no. 4, p. 2003. DOI: <https://doi.org/10.3390/app16042003>.
- [28] Dang, Z., Cao, Y., & Qahouq, J. A. A. Reconfigurable magnetic resonance-coupled wireless power transfer system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, pp. 6057 - 6069. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2422776>.
- [29] Cui, S., Liu, Z. Z., Hou, Y. J., Zeng, H., Yue, Z. K., & Liang, L. H. Study on efficiency of different topologies of magnetic coupled resonant wireless charging system. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science* 2017, p. 012064. doi: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/93/1/012064>.
- [30] Wei, X., Wang, Z., & Dai, H. A critical review of wireless power transfer via strongly coupled

- magnetic resonances. *Energies*, 2014, pp. 4316–4341. doi: <https://doi.org/10.3390/en7074316>.
- [31] Zahid Z.U., Dalala Z.M., Zheng C., Chen R., Faraci W.E., Lai J.S., Lisi G., Anderson D.I. Modeling and Control of Series-Series Compensated Inductive Power Transfer System. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2015, vol. 3, no. 1, pp. 111–123. DOI: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2345171>
- [32] Li S., Mi C.C. Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 2015, vol. 3, no. 1, pp. 4–17. DOI: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2319453>
- [33] Zhong W., Hui S.Y.R. Maximum Energy Efficiency Tracking for Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2015, vol. 30, no. 7, pp. 4025–4034. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2351496>
- [34] Sagar A., Bertoluzzo M., Kumar A. Analysis and Comprehensive Comparison of Wireless Power Transfer System Using SS and SP Topology for Electric Vehicle Charging. 2023 International Conference on Computational Intelligence, Communication Technology and Networking (CICTN), 2023.
- [35] Colombo C.G., Bassignani G., Longo M. Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Charging Applications: A Comparative Study of SS and LCC Compensation Topologies. *Energies*, 2026, vol. 19, no. 13, p. 2971. DOI: <https://doi.org/10.3390/en19132971>
- [36] Sandhya P. and Nisha G. K. Performance Analysis of Various Compensation Topologies in Wireless Power Transfer for Electric Vehicles. 2025 IEEE Conference, 2025. DOI: <https://doi.org/10.1109/11031321>

Сведения об авторах.



Пантелеев Василий Иванович, д-р техн. наук, профессор. Область научных интересов: вентильно-индукторные машины, активно-адаптивные электрические сети

E-mail: vpanteleev@sfu-kras.ru



Петухов Роман Алексеевич, ст. преп. Область научных интересов: электромагнитная совместимость

E-mail: rpetyhov@sfu-kras.ru



Сизганова Евгения Юрьевна, канд. техн. наук, доцент. Область научных интересов: оптимальное управление электропотреблением

E-mail: YSizganova@sfu-kras.ru



Коваленко Игорь Владимирович, канд. техн. наук, доцент. Область научных интересов: надежность электрических сетей

E-mail: ikovalenko@sfu-kras.ru