

## Efficient Wireless Power Transmission System

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

Siberian Federal University  
Krasnoyarsk, Russian Federation

**Abstract.** The work focuses on wireless power transfer for electric vehicle charging stations. The aim of the study is to analyse the processes in the system of wireless magnetic resonance transmission of electrical energy using magnetic fields and to develop approaches to improve the efficiency of such systems. The set objectives were achieved by solving the following problems: the operation of the wireless power transmission system with a resonance-tuned transmission coil, the determination of the optimal energy parameters of wireless power transmission on the example of a magnetically coupled system with a series-sequential resonant circuit. The main results of the study are as follows: it is shown that the necessary condition for obtaining the maximum power in the receiver is not only the tuning to the resistance of the receiving coil, but also the inclusion of the receiving circuit to a certain active load resistance, depending on the coupling coefficient between the transmitting and receiving coils, and analytical expressions are obtained, by means of which it is possible to calculate the load resistance at which the considered power transmission system has the maximum efficiency; it is proved that the transmission efficiency of the series-sequential resonant circuit is maximum in the single resonance mode and depends on the coupling coefficient. Significance of the obtained results: It is proved that magnetic resonance transmission of electric energy in the case of series-sequential scheme of wireless power transmission is more effective in comparison with series-parallel, at frequencies not exceeding 100 kHz, which has a positive effect on the operation of charging stations for electric vehicles in an urban industrial environment and, as a result, on solving the problem of compliance of such systems with electromagnetic compatibility requirements.

**Keywords:** mutual inductance, electromagnetic coupling coefficient, resonant frequency, magnetically coupled energy transfer circuit, transmission efficiency, quality factor.

DOI: <https://doi.org/10.52254/1857-0070.2024.4-64.15>

UDC: 621.314.5

### Sistem eficient de transmisie a energiei fără fir

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

Universitatea Federală Siberiană, Krasnoyarsk, Federația Rusă

**Rezumat.** Lucrarea se concentrează pe transmisia de energie fără fir pentru stațiile de încărcare a vehiculelor electrice. Scopul studiului este de a analiza procesele din sistemul de rezonanță magnetică transmisie fără fir a energiei electrice folosind câmpuri magnetice și de a dezvolta abordări pentru îmbunătățirea eficienței unor astfel de sisteme. Obiectivele stabilite au fost atinse prin rezolvarea următoarelor probleme: modul de funcționare a sistemului de transmisie fără fir de putere cu o bobină de transmisie reglată prin rezonanță, parametrii optimi de energie ai transferului de energie fără fir au fost determinați pe exemplul unui sistem cuplat magnetic cu un circuit rezonant secvențial în serie. Cele mai importante rezultate ale studiului sunt următoarele: se arată că condiția necesară pentru obținerea puterii maxime în receptor nu este doar reglarea la rezonanța bobinei de recepție, ci și includerea circuitului de recepție la un anumit activ. rezistența la sarcină, în funcție de coeficientul de cuplare dintre bobinele de transmisie și cea de recepție și se obțin expresii analitice, prin intermediul cărora se poate calcula rezistența de sarcină, la care sistemul de transmisie a puterii considerat are randament maxim; este dovedit că randamentul de transmisie al circuitului rezonant serie-secvențial este maxim în modul de rezonanță individuală și depinde de coeficientul de cuplare. Semnificația rezultatelor obținute: s-a dovedit că transmisia prin rezonanță magnetică a energiei electrice în cazul schemei serie-secvențiale de transmitere a puterii fără fir, este mai eficientă în comparație cu seria-paralel, la frecvențe care nu depășesc 100 kHz, care are un efect pozitiv. efect asupra funcționării stațiilor de încărcare a vehiculelor electrice într-un mediu industrial urban și, ca urmare, asupra soluționării problemei conformității unor astfel de sisteme cu cerințele de compatibilitate electromagnetică.

**Cuvinte-cheie:** inductanță reciprocă, coeficient de cuplaj electromagnetic, frecvență de rezonanță, circuit de transfer de energie cu cuplaj magnetic, eficiență de transmisie, factor de calitate.

**Эффективная система беспроводной передачи электрической энергии****Пантелеев В. И., Малеев А. В., Петухов Р. А., Сизганова Е. Ю.**

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Российская Федерация

**Аннотация.** Работа посвящена беспроводной передаче энергии для зарядных станций электромобилей. Целью исследования является анализ процессов в системе магнитно-резонансной беспроводной передачи электрической энергии с использованием магнитных полей, и разработка подходов к повышению эффективности работы таких систем. Поставленные цели были достигнуты за счет решения следующих задач: выполнена оценка режима работы системы беспроводной передачи энергии с настроенной в резонанс передающей катушкой, определены оптимальные энергетические показатели беспроводной передачи энергии – коэффициент связи, добротность контура и коэффициент полезного действия (КПД) – на примере магнитно-связанной системы с последовательно-последовательной резонансной схемой. Наиболее важные в ходе исследования результаты: подтверждено, что необходимым условием получения максимальной мощности в приемнике является как настройка в резонанс приемной катушки, так и включение приемного контура на определенное активное нагрузочное сопротивление, зависящее от коэффициента связи между передающей и приемной катушками и получены аналитические выражения, с помощью которых можно рассчитать сопротивление нагрузки, при котором рассматриваемая система передачи энергии имеет максимальный КПД; доказано, что КПД передачи последовательно-последовательной резонансной схемы максимален в режиме индивидуального резонанса и зависит от коэффициента связи (передаваемая мощность максимальна при критической связи, т.е. когда коэффициент связи равен единице, а потери составляют 50%; с повышением параметра связи увеличивается максимально возможное КПД передачи, то есть при связи больше критической в 2 раза КПД передачи достигает 80%, в 4 раза – 95%). Значимость полученных результатов: доказано, что магнитно-резонансная передача электрической энергии при последовательно-последовательной схеме беспроводной передачи энергии, более эффективна по сравнению с последовательно-параллельной, на частотах, не превышающих 100 кГц, это положительно сказывается на работе зарядных станций электромобилей в условиях городской индустриальной среды и, как следствие, на решение проблемы соответствия таких систем требованиям электромагнитной совместимости.

**Ключевые слова:** взаимная индуктивность, коэффициент электромагнитной связи, резонансная частота, магнитно-связанная схема передачи энергии, КПД передачи, добротность.

**ВВЕДЕНИЕ**

Исследование посвящено беспроводной передаче энергии для зарядных станций электромобилей. На данный момент технология беспроводной передачи энергии находится на стадии разработки и усовершенствования, в ходе которой решаются вопросы повышения эффективности передачи (КПД) и поиска наиболее оптимальных магниторезонансных схем. Чтобы получить высокое значение КПД схемы необходимо достичь высоких значений коэффициента электромагнитной связи  $k$  и добротности  $Q$  с минимальными затратами и габаритами. Из выражения  $Q = L\omega/R$  следует, что увеличение частоты переменного тока позволяет повысить значение добротности. Проводимые исследования [1-8] показали, что оптимальная частота передачи составляет от 20 до 150 кГц. При этих значениях частоты также можно достичь максимальных значений КПД беспроводной передачи энергии с применением магниторезонансных схем. Установлено, что из четырех типов магнитно-связанных схем наиболее подходящей является последовательно –

последовательная схема, т.к. вносимое сопротивление вторичного контура в первичный на резонансной частоте является действительной величиной и поэтому вторичный контур потребляет только активную мощность. К этой задаче проявляют интерес многие исследователи [9-15, 18-19, 26, 27].

**ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ**

Для определения оптимальных энергетических показателей беспроводной передачи энергии процесс рассмотрен на примере магнитно-связанной системы с последовательно-последовательной резонансной схемой (рис. 1) [2, 16].

Последовательно-последовательная резонансная схема представляет собой последовательное соединение конденсаторов  $C_1, C_2$  и катушек индуктивности  $L_1, L_2$  соответственно. Напряжение  $u_1(t)$  на выходе высокочастотного инвертора имеет прямоугольную форму. Ток  $i_1(t)$ , протекая по катушке индуктивности  $L_1$  первичного контура, создаёт переменный магнитный

поток  $\Phi_1(t)$ , который, пронизывая витки обеих катушек, индуцирует в них ЭДС индукции  $e_1(t)$  и  $e_2(t)$ . Под действием наведённой ЭДС индукции  $e_2(t)$  в катушке индуктивности  $L_2$  во вторичном контуре протекает ток  $i_2(t)$ . Диодный выпрямитель, собранный по мостовой схеме  $VD1-VD4$  преобразует переменный ток в постоянный.

Напряжение на передающей катушке описывается гармоническим выражением (1), которое с достаточной точностью можно

ограничить 1-й, 3-й и 5-й гармониками (рис. 2) [3]:

$$u_1(t) = \frac{4U_m}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\omega t}{k} \quad (1)$$

где  $U_m$  – максимальное значение напряжения, В;  $\omega$  – угловая частота,  $c^{-1}$ ;  $k$  – номер гармоники. Для прямоугольной формы напряжения  $k$  принимает только нечётные значения.

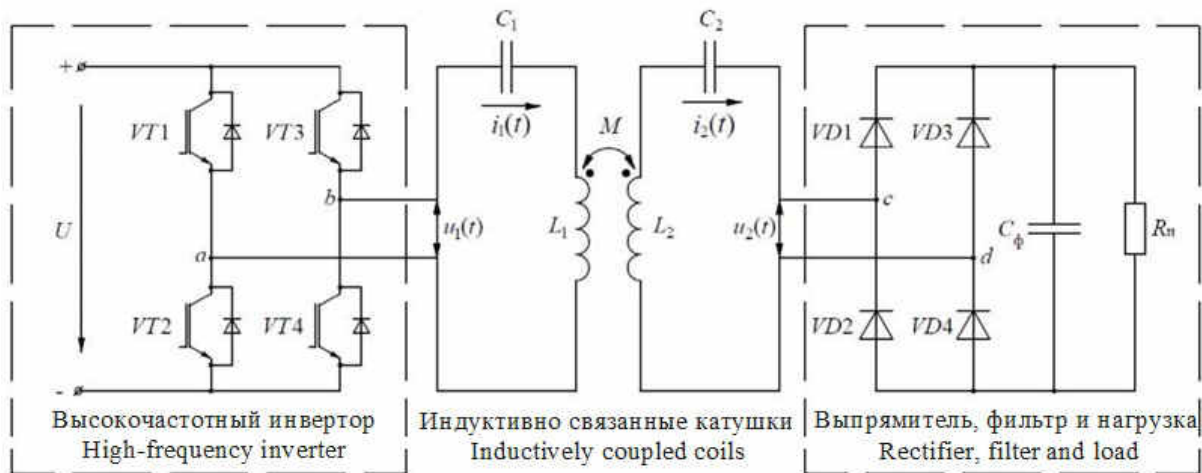


Рис. 1. Схема электрической цепи беспроводной передачи энергии.  
Fig. 1. Wireless power transmission circuit diagram.

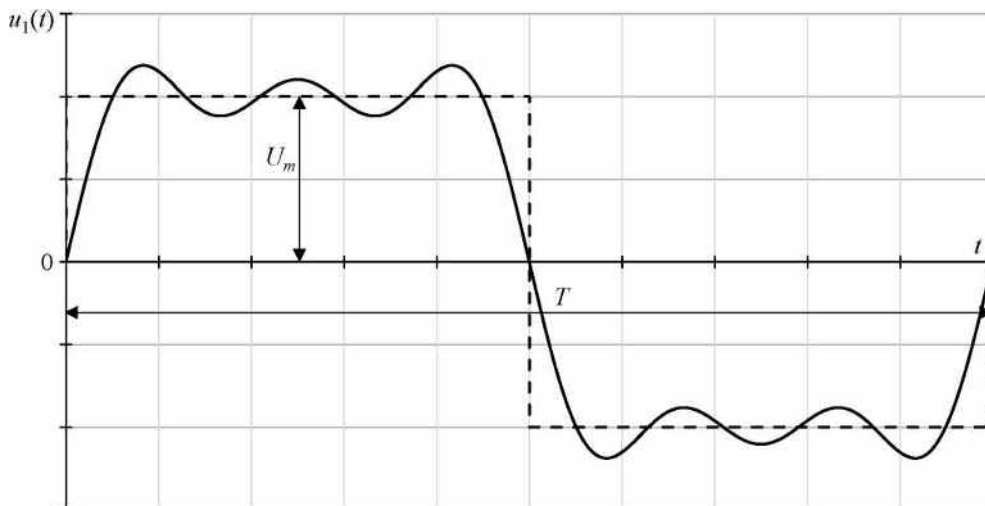


Рис. 2. Временная диаграмма входного напряжения  $u_1(t)$  ( $k = 1, 3, 5$ ).  
Fig. 2. Input voltage time diagram.

Ёмкостный фильтр  $C_\phi$  сглаживает пульсации выпрямленного напряжения. Активные потери в катушках индуктивностей

учитываются сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 3).

Начальные условия, описывающие эквивалентную схему электрической цепи прямо-передающей системы [4]:

Ток нагрузки

$$I_H = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2 \quad (2)$$

Мощность, выделяемая в нагрузке

$$P_H = I_H^2 R_H = \frac{8}{\pi^2} I_2^2 R_H = I_2^2 R_{H3}, \quad (3)$$

где  $R_{H3} = \frac{8}{\pi^2} R_H \approx 0,811R_H$ .

Проведенные исследования показали, при фиксированном выходном напряжении и мощности представление нагрузки чисто активным сопротивлением допустимо, когда рабочая частота близка к резонансной, что является приемлемым для решения исходно поставленной задачи. Предварительно в качестве сопротивления нагрузки  $R_H$  принято сопротивление аккумуляторной батареи электромобиля.

В результате преобразований общеизвестных уравнений, соответствующих второму закону Кирхгофа для первичного и вторичного контуров, с учетом комплексных сопротивлений контуров

$$Z_{1,k}, Z_{2,k}, \dots, Z_{m,k} = jk\omega M = jx_{m,k},$$

получено выражение для тока первичного контура:

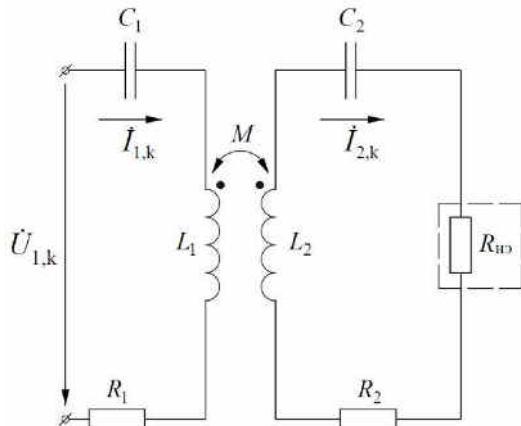


Рис. 3. Эквивалентная схема электрической цепи.

Fig. 3. Equivalent circuit diagram.

$$\dot{I}_{1,k} = \frac{\dot{U}_{1,k}}{Z_{1,k} - \frac{Z_{m,k}^2}{Z_{2,k}}} = \frac{\dot{U}_{1,k}}{Z_{вн,k}}, \quad (4)$$

где  $Z_{вн,k}$  – алгебраическая сумма двух комплексных сопротивлений

$$Z_{вн,k} = -\frac{Z_{m,k}^2}{Z_{2,k}} = r_{вн,k} + jr_{вн,k}. \quad (5)$$

Здесь

$$r_{вн,k} = \frac{k^2 \omega^2 M^2 (R_2 + R_{H3})}{(R_2 + R_{H3})^2 + \left(k\omega L_2 - \frac{1}{k\omega C_2}\right)^2} = \frac{k^2 \omega^2 M^2 r_2}{Z_{2,k}^2}, \quad (6)$$

$$x_{вн,k} = \frac{k^2 \omega^2 M^2 \left(k\omega L_2 - \frac{1}{k\omega C_2}\right)}{(R_2 + R_{H3})^2 + \left(k\omega L_2 - \frac{1}{k\omega C_2}\right)^2} = -\frac{k^2 \omega^2 M^2 x_{2,k}}{Z_{2,k}^2}. \quad (7)$$

В результате схема (рис. 3) приводится к одноконтурному виду (рис. 4).

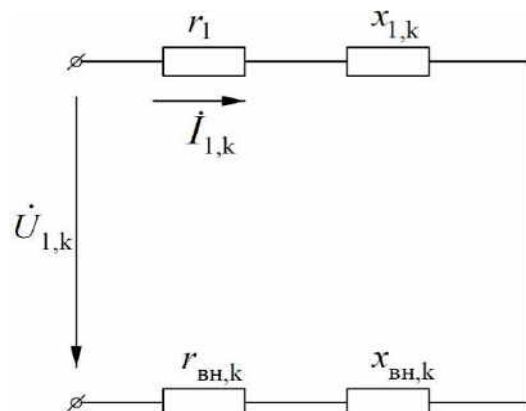


Рис. 4. Одноконтурная схема замещения электрической цепи.

Fig. 4. Single-loop circuit diagram.

### РЕЗОНАНСНЫЙ РЕЖИМ В МАГНИТНО-СВЯЗАННОЙ СИСТЕМЕ

Рассмотрим два случая [5, 21]:

1) Каждый контур может быть расстроен, т.е.  $x_{1,k} \neq 0, x_{вн,k} \neq 0$ , но условие  $x_{1,k} + x_{вн,k} \neq 0$  не нарушается. Такой резонанс называется *сложным*.

2) Каждый контур настроен на резонанс, т.е.  $x_{1,k} = x_{2,k} = 0$ . Такой резонанс называется *индивидуальным, или основным*. Частным случаем индивидуального резонанса является *полный резонанс*, когда помимо основного условия дополнительно выполняется равенство  $r_{вн,k} = r_1$ .

В резонансном режиме ток первичного контура  $\dot{I}_{1,k}$  совпадает по фазе с входным напряжением, т.е. индуктивное сопротивление цепи  $x_{1,k} + x_{2,k} = 0$ :

$$\dot{I}_{1,k} = \frac{\dot{U}_{1,k}}{r_{1,k} + r_{\text{вн},k}} = \frac{\dot{U}_{1,k}}{r_{1,k} + \frac{k^2 \omega^2 M^2 r_2}{Z_{2,k}^2}}, \quad (8)$$

Выразим комплексный ток  $\dot{I}_{2,k}$ , используя второй закон Кирхгофа для первичного и вторичного контуров, с учетом комплексных сопротивлений контуров:

$$\dot{I}_{2,k} = \dot{I}_{1,k} \frac{j k \omega_{0,k} M}{r_2 + j x_{2,k}} = \frac{\dot{U}_{1,k} j k \omega_{0,k} M Z_{2,k}^2}{(r_1 Z_{2,k}^2 + j k^2 \omega_{0,k}^2 M^2 r_2) + (r_2 + j x_{2,k})}. \quad (9)$$

После алгебраических преобразований амплитудное значение тока  $I_{2,k}$ :

$$I_{2,k} = \frac{U_{1,k} k \omega_{0,k} M Z_{2,k}}{r_1 Z_{2,k}^2 + k^2 \omega_{0,k}^2 M^2 r_2}. \quad (10)$$

Продифференцировав уравнение

$$\frac{dI_{2,k}}{dM} = 0, \quad (11)$$

получим оптимальное значение взаимной индукции:

$$M_{\text{опт}} = \frac{Z_{2,k}}{k \omega_{0,k}} \sqrt{\frac{r_1}{r_2}}. \quad (12)$$

Таким образом, ток во вторичном контуре принимает максимальное значение при  $r_1 = r_2$ . В нашем случае, при

$$r_1 = k^2 \omega_{0,k}^2 M_{\text{опт},k}^2 r_2 / Z_{2,k}^2 = r_{\text{вн},k},$$

максимальная величина тока вторичного контура  $I_{2m,k}$  будет равна:

$$I_{2m,k} = \frac{U_{1,k}}{2\sqrt{r_1 r_2}}. \quad (13)$$

### КОЭФФИЦИЕНТ КРИТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

Одним из важнейших параметров колебательной системы является коэффициент критической связи. [5, 21]:

$$k_{\text{св}} = \frac{M_{\text{опт}}}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (14)$$

В магнитно-связанной системе при режиме индивидуального резонанса, с

учетом  $Z_{2,k} = r_2$ , получим коэффициент критической связи:

$$k_{\text{кр.св},k} = \sqrt{\frac{r_1}{k \omega_{0,k} L_1} \cdot \frac{r_2}{k \omega_{0,k} L_2}} = \frac{1}{\sqrt{Q_{1,k} Q_{2,k}}}, \quad (15)$$

где  $Q_{1,k} Q_{2,k}$  – добротности первичного и вторичного контуров на резонансной частоте соответственно.

Ток вторичного контура  $I_{2,k}$  зависит от коэффициента связи:

$$I_{2,k} = \frac{U_{1,k} k_{\text{св}} \sqrt{L_1 L_2}}{k \omega_{0,k} L_1 L_2 \left( \frac{1}{Q_{1,k} Q_{2,k}} + k_{\text{св}}^2 \right)}. \quad (16)$$

Для оценки характера зависимости рассмотрим, как ведёт себя ток  $I_{2,k}$  при  $k_{\text{св}} \rightarrow 0, k_{\text{св}} \rightarrow \infty$ .

На рисунке 5 показана зависимость  $I_{2,k} = f(k_{\text{св}})$ . Коэффициент критической связи тем меньше, чем больше добротности контуров.

Для оценки энергетических характеристик магнитно-связанной системы от частоты используем общеизвестные безразмерные показатели добротность  $Q$ , обобщённая расстройка  $\xi$ , параметр связи  $P_{\text{св}}$  [5, 17, 21].

Выразим вносимые сопротивления  $r_{\text{вн},k}$  и  $x_{\text{вн},k}$ , характеризующие энергетические соотношения в магнитно-связанных контурах, входные сопротивления и активную потребляемую из сети, и передаваемую во вторичный контур, через параметры  $Q$ ,  $\xi$  и  $P_{\text{св}}$ :

$$r_{\text{вн},k} = \frac{P_{\text{св},k}^2 r_1}{1 + \xi_{2,k}^2}, \quad (17)$$

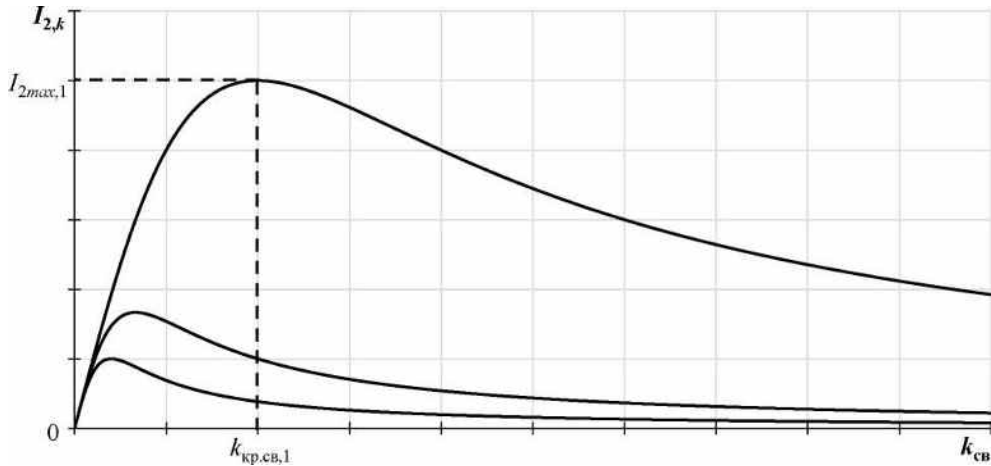
$$x_{\text{вн},k} = -\xi_{2,k} \frac{P_{\text{св},k}^2 r_1}{1 + \xi_{2,k}^2}, \quad (18)$$

$$r_{\text{вх},k} = r_1 + r_{\text{вн},k} = r_1 \left( \frac{P_{\text{св},k}^2 r_1}{1 + \xi_{2,k}^2} \right), \quad (19)$$

$$x_{\text{вх},k} = x_{1,k} + x_{\text{вн},k} = \xi_{1,k} r_1 \left( 1 - \frac{P_{\text{св},k}^2 \xi_{2,k}}{1 + \xi_{2,k}^2} \frac{\xi_{2,k}}{\xi_{1,k}} \right), \quad (20)$$

$$P_{1,k} = \frac{U_{1,k}^2}{2r_1} \frac{1 + \xi_{2,k}^2 + P_{\text{св},k}^2}{(1 + \xi_{1,k}^2)(1 + \xi_{2,k}^2) + 2P_{\text{св},k}^2(1 - \xi_{1,k} \xi_{2,k}) + P_{\text{св},k}^4},$$

$$P_{2,k} = \frac{U_{1,k}^2}{2r_1} \frac{P_{\text{св},k}^2}{(1 + \xi_{1,k}^2)(1 + \xi_{2,k}^2) + 2P_{\text{св},k}^2(1 - \xi_{1,k} \xi_{2,k}) + P_{\text{св},k}^4}.$$



**Рис. 5. График зависимости тока  $I_{2k}$  от коэффициента связи  $k_{св}$ .**  
**Fig. 5. Graph of dependence of current  $I_{2k}$  on coupling coefficient  $k_{св}$ .**

Частота, при которой устанавливается максимальное значение  $r_{вх,k}$ , определим через:

$$\frac{dr_{вх,k}}{d\omega} = \frac{2k^4\omega^3 M^2 C_2^2 r_2 (k^2\omega^2 C_2 (C_2 r_2^2 - 2L_2) + 2)}{(k^4\omega^4 C_2^2 L_2^2 + k^2\omega^2 C_2 (C_2 r_2^2 - 2L_2) + 1)^2} = 0, \quad (21)$$

$$\omega_{r_{вх,k}} = \frac{1}{k\sqrt{L_2 C_2}} \sqrt{\frac{2L_2}{2L_2 - C_2 r_2^2}} = \omega_{02,k} \sqrt{\frac{2L_2}{2L_2 - C_2 r_2^2}}, \quad (22)$$

где  $\omega_{02,k}$  – резонансная частота вторичного контура.

Резонансные частоты, когда параметры контуров равны  $L_1 = L_2 = L$ ,  $C_1 = C_2 = C$ ,  $r_1 \neq r_2$ :

$$\omega_{0,k} = \frac{1}{k\sqrt{LC}}, \quad (23)$$

$$\omega_{01,k} = \sqrt{\frac{k^2 C (2L - C r_2^2) - \sqrt{k^4 C^2 (C r_2^2 - 2L)^2 - 4k^4 C^2 (L^2 - M^2)}}{2k^4 C^2 (L^2 - M^2)}}, \quad (24)$$

$$\omega_{02,k} = \sqrt{\frac{k^2 C (2L - C r_2^2) + \sqrt{k^4 C^2 (C r_2^2 - 2L)^2 - 4k^4 C^2 (L^2 - M^2)}}{2k^4 C^2 (L^2 - M^2)}}. \quad (25)$$

Частотные зависимости активных мощностей  $P_{1,k}, P_{2,k}$  – при  $L_1 = L_2 = L$ ,  $C_1 = C_2 = C$  и  $r_1 \neq r_2$ , представлены на рисунках 6-7.

Потребляемая активная мощность  $P_{1,k}$  максимальна лишь тогда, когда ток  $I_{1,k}$  принимает максимальное значение, и наоборот. При одинаковых параметрах контуров и связи больше или равной критической ток  $I_{1,k}$  в режиме сложного

резонанса больше, чем в режиме индивидуального. Наиболее предпочтительный резонансный режим – индивидуальный ( $\xi_{1,k} = \xi_{2,k} = 0$ ), так как потребление активной мощности из сети наименьшее.

Потребляемая и передаваемая активная мощность в режиме индивидуального резонанса:

$$P_{1,k}(\omega_{0,k}) = \frac{U_{1,k}^2}{2r_1} \frac{1 + P_{св,k}^2}{1 + 2P_{св,k}^2 + P_{св,k}^4}, \quad (26)$$

$$P_{2,k}(\omega_{0,k}) = \frac{U_{1,k}^2}{2r_1} \frac{P_{св,k}^2}{1 + 2P_{св,k}^2 + P_{св,k}^4}. \quad (27)$$

Максимальная передаваемая мощность устанавливается при критической связи  $k_{св} = k_{кр,св,k}$ . При этом максимумы мощностей равны:

$$P_1(\omega_{0,k}) = \sum_{k=1}^n \frac{U_{1,k}^2}{4r_1}, \quad (28)$$

$$P_2(\omega_{0,k}) = \sum_{k=1}^n \frac{U_{1,k}^2}{8r_1}. \quad (29)$$

КПД магнитно-резонансной системы для отдельной гармоники:

$$\eta_k = \frac{P_{2,k}}{P_{1,k}} = \frac{P_{св,k}^2}{1 + \xi_{2,k} + P_{св,k}^2} \cdot 100\%. \quad (30)$$

Максимальное значение КПД устанавливается при режим резонанса во вторичном контуре ( $\xi_{2,k} = 0$ )

$$\eta_m(\omega_{0,k}) = \frac{P_{св,k}^2}{1 + P_{св,k}^2} \cdot 100\%. \quad (31)$$

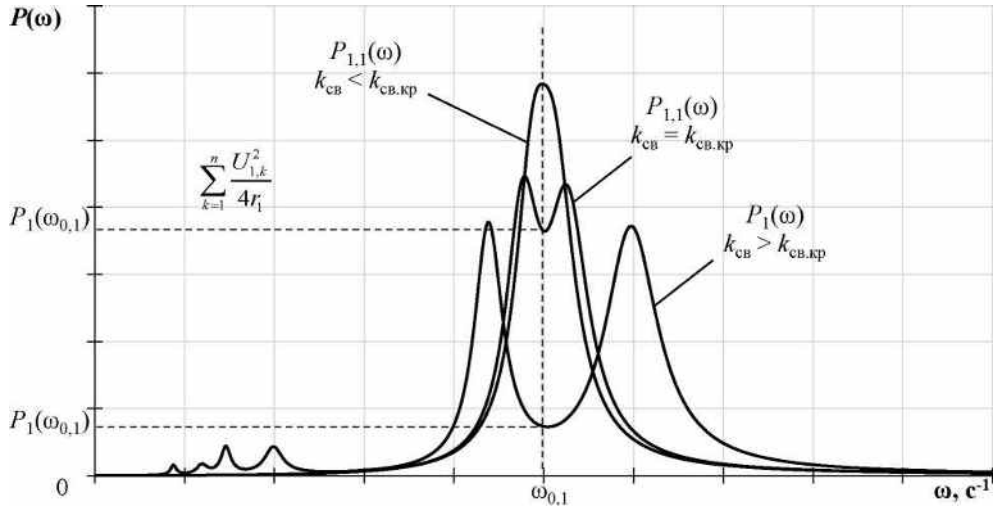


Рис 6. Частотная зависимость потребляемой активной мощности.  
Fig. 6. Frequency dependence of active power consumption.

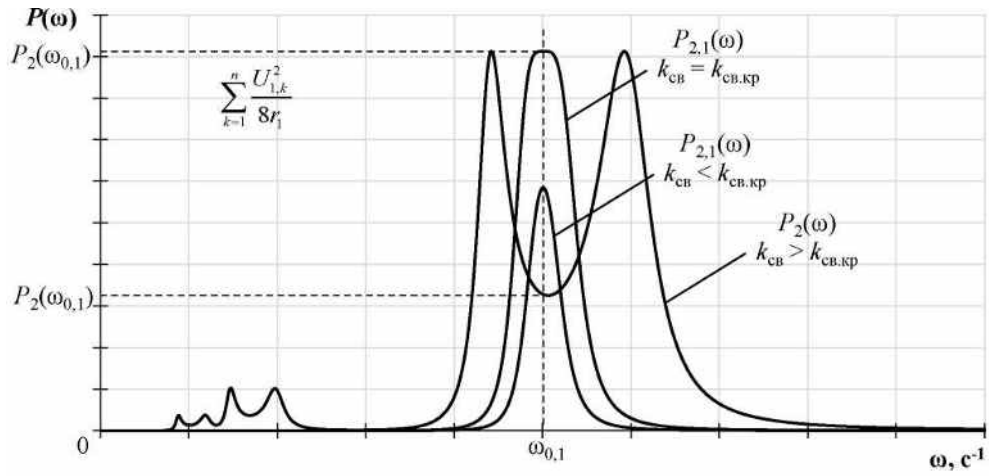
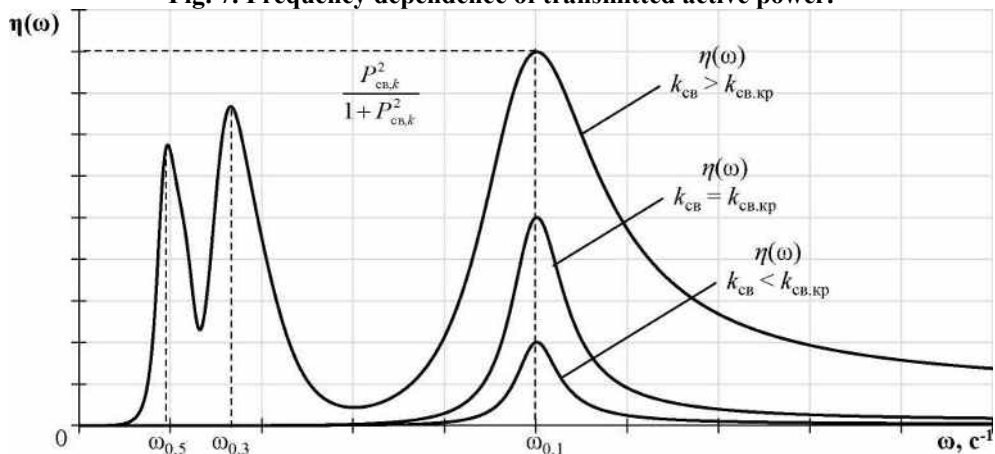


Рис 7. Частотная зависимость передаваемой активной мощности.  
Fig. 7. Frequency dependence of transmitted active power.

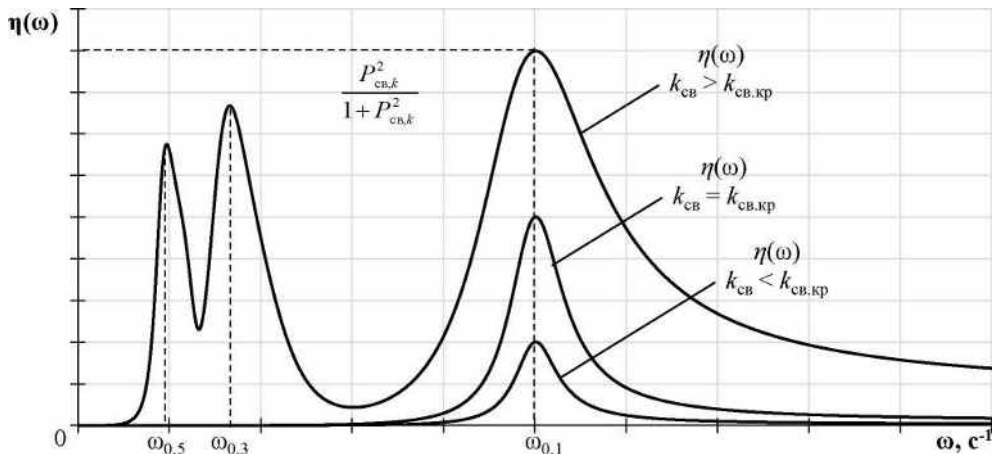


**Рис. 8. Частотная зависимость КПД.**  
**Fig. 8. Frequency dependence of the efficiency factor.**

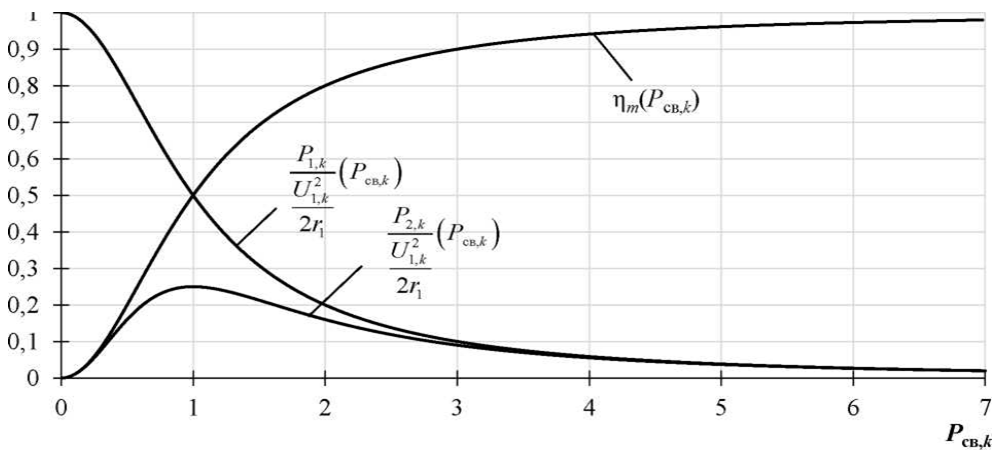
Частотная зависимость КПД при  $L_1 = L_2$ ,  $C_1 = C_2$  и  $r_1 \neq r_2$ , представлена на рис. 8. Максимум КПД приходится на частоту индивидуального резонанса.

На рис. 9 представлена зависимость максимального значения КПД  $\eta_m$  в режиме индивидуального резонанса от параметра связи  $P_{св,k}$ . С увеличением параметра связи

снижается как передаваемая, так и потребляемая из сети мощности, но увеличивается КПД и достигает 99%. При связи, равной критической КПД не может превышать 50%, при связи в 2 раза больше критической – 80%, в 3 раза – 90%.



**Рис. 8. Частотная зависимость КПД.**  
**Fig. 8. Frequency dependence of the efficiency factor.**



**Рис. 9. Графики зависимостей максимального значения КПД и мощностей от параметра связи  $P_{св,k}$**

**Fig. 9. Graphs of dependences of the maximum value of efficiency and powers on the coupling parameter  $P_{св,k}$ .**

**ВЫВОДЫ**

1) Показано, что характеристики магнитно-связанной системы во многом зависят от используемой резонансной схемы.

2) Установлено, что магнитно-связанная система может быть настроена как на режим сложного резонанса, когда каждый контур расстроен  $x_{1,k} \neq 0$ ,  $x_{2,k} \neq 0$ , но  $x_{1,k} + x_{вн,k} = 0$ , так и на режим индивидуального резонанса, когда  $x_{1,k} = 0$ ,  $x_{2,k} = 0$ , и в частности, на



полный резонанс, дополнительным условием которого является равенство  $r_1 = r_{\text{вн},k}$ .

3) Доказано, что КПД передачи последовательно-последовательной резонансной схемы максимален в режиме индивидуального резонанса и зависит от параметра связи  $P_{\text{св},k} = f(M, r_1, r_2)$ . Передаваемая мощность максимальна при критической связи, т.е. при  $P_{\text{св},k} = 1$ , а потери составляют 50%. С повышением параметра связи увеличивается максимально возможное КПД передачи: при связи больше критической в 2 раза –  $\eta_m = 80\%$ , в 4 раза –  $\eta_m = 95\%$ . Передаваемая мощность  $P_{2,k}$  с повышением параметра связи снижается: уже при  $P_{\text{св},k} = 2$  мощность уменьшается на 50% от максимально возможного значения.

#### 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: 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. [et al.]. 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: 10.1109/TIE.2013.2258294
- [6] Kurs K.A., Moffatt R., Joannopoulos J.D. [et al.]. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science*, 2007, vol. 317, no. 5834, pp. 83-86. doi: 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: <https://doi.org/10.1049/cp:19941049>
- [8] Mecke R., Rathge C. High frequency resonant inverter for contactless energy transmission over large air gap. *Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 3, pp. 1737-1743. doi: 10.1109/PESC.2004.1355378
- [9] 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: 10.1109/TPEL.2011.2143730
- [10] Budhia M., Covic G.A., Boys J.T. Development of a single-sided flux magnetic coupler for electricvehicle IPT charging systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, vol. 60, no. 1, pp. 318-328. doi: 10.1109/TIE.2011.2179274
- [11] Covic G.A., Kissin M.L.G., Kacprzak D. [et al.]. 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: 10.1109/ECCE.2011.6064008
- [12] Budhia M., Covic G.A., Boys J.T. [et al.]. Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 614-621. doi: 10.1109/ECCE.2011.6063826
- [13] Sungwoo L., Jin H., Changbyung P. [et al.]. On-line electric vehicle using inductive power transfer system. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 1598-1601. doi: 10.1109/ECCE.2010.5618092
- [14] 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>.
- [15] Agcal, A., Ozcira, S., & Bekiroglu, N. Wireless power transfer by using magnetically coupled resonators. *Wireless power transfer by using magnetically coupled resonators*, 2016, pp. 49-66. doi: <https://dx.doi.org/10.572/64031>.
- [16] 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: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2013.13.2.275>.
- [17] 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: 10.1109/TPEL.2015.2422776.
- [18] 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>.
- [19] 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>.
- [20] 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: 10.1088/1755-1315/93/1/012064.
- [21] 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: 10.1109/EIIS.2017.8298636.
- [22] 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](https://doi.org/10.1007/978-981-99-7622-5_6).
- [23] 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>.
- [24] Cahya, A. R. Characteristics Study of Wireless Power Transfer with Series-series Inductive Magnetic Coupled Principle. *Signal and Image Processing Letters*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.31763/simple.v1i1.164>.
- [25] Wang, Y., Gao, F., Liu, W., & Zhao, D. A wireless power transfer system with automatic frequency tracking in parallel-series model via magnetic resonance coupling. *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2018, pp. 2258-2263. doi: 10.1109/ICIEA.2018.8398086
- [26] Qiang Zhao, Anna Wang, Hao Wang Structure Analysis of Magnetic Coupling Resonant for Wireless Power Transmission System. *AASRI International Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2015, pp. 380-384. doi: 10.2991/iea-15.2015.93
- [27] Yousuf M.A., Das T.K., Khallil V.N. Aziz V.M., Rana J., and Hossain S. 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: 10.1109/ICREST51555.2021.9331096.

#### Сведения об авторах.



**Пантелеев Василий Иванович**, д-р техн. наук, профессор. Область научных интересов: вентильно-индукторные машины, активно-адаптивные электрические сети  
E-mail: [vpanteliev@sfu-kras.ru](mailto:vpanteliev@sfu-kras.ru)



**Малеев Андрей Владимирович**, ст. преп. каф. электроэнергетики. Область научных интересов: искусственный интеллект в электроэнергетике  
E-mail: [sos947@yandex.ru](mailto:sos947@yandex.ru)



**Петухов Роман Алексеевич**, ст. преп. каф. электроэнергетики. Область научных интересов: электромагнитная совместимость  
E-mail: [rom\\_pet1@mail.ru](mailto:rom_pet1@mail.ru)



**Сизганова Евгения Юрьевна**, канд. техн. наук, доцент. Область научных интересов: оптимальное управление электропотреблением  
E-mail: [YSizganova@sfu-kras.ru](mailto:YSizganova@sfu-kras.ru)