

УДК 616-71

МИНИМИЗАЦИЯ НАГРЕВА ИМПЛАНТИРУЕМЫХ УСТРОЙСТВ С БЕСПРОВОДНОЙ ИНДУКТИВНОЙ СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ

О. В. Горский^{а, 1}, аспирант, младший научный сотрудник

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: потенциальными причинами нагрева тканей при использовании беспроводной индуктивной системы питания являются индуцируемые в них токи проводимости и смещения, а также выделение тепла на линейных стабилизирующих и прочих резистивных компонентах приемного модуля, предназначенного для подзарядки встроенного источника питания. При этом оптимальный уровень мощности электромагнитного поля находится в зависимости от расстояния между имплантируемым устройством и передающим индуктивным контуром. В связи с чем основной задачей исследования являлся синтез адекватного алгоритма автоматической подстройки мощности генератора, учитывающего вариабельность расстояния между индукторами, определяемого конкретными клинико-экспериментальными задачами. **Методы:** использовались расчетные методы комплексных амплитуд и отраженного импеданса трансформатора, численный расчет параметров индукторов методом конечных разностей во временной области, автоматизированный стендовый эксперимент. Исследования проводились на макете имплантируемого устройства объемом 9 см³ в полимерном корпусе, находящемся на расстоянии 25–45 мм от передающего контура и обеспечивающей выходную мощность до 0,5 Вт для заряда аккумулятора при частоте поля до 1 МГц. В качестве имитационной среды организма использовался физиологический раствор. **Результаты:** на основании анализа расчета электрической цепи приемного модуля был синтезирован алгоритм автоматической подстройки мощности, основанный на нескольких линейных зависимостях тока в передающем контуре от сигналов обратной связи и не требующий расчета текущего значения коэффициента связи индукторов. В результате определялись три оптимальных коэффициента регулирования, соответствующие фазам недостаточной для начала заряда мощности, нарастания зарядного тока до номинального значения, чрезмерной мощности. Сравнительный анализ работы пропорционального и релейного регуляторов показал преимущество первого в условиях частого изменения расстояния между контурами, а также необходимость их реализации в целом, исходя из нагрева имплантата при постоянном уровне мощности. Предложенная конфигурация экспериментального стенда позволила оценить минимальное время безопасной работы системы и скорректировать величину зарядного тока, исходя из условия ограничения нагрева поверхности имплантата значением 2 °С. **Практическая значимость:** внедрение описанного подхода повышает безопасность применения имплантируемых устройств с перезаряжаемым беспроводным способом источником питания как в экспериментальной, так и в клинической практиках.

Ключевые слова — беспроводная передача энергии, индуктивное зарядное устройство, имплантируемое устройство, телеметрия, нагрев имплантата, коэффициент связи, автоматическая подстройка мощности.

Введение

Одна из проблем создания имплантируемого устройства (ИУ) с беспроводным индуктивным модулем питания (БИМП) заключается в необходимости обеспечения безопасности жизнедеятельности организма наряду с поддержанием требуемого уровня выходной мощности для заряда аккумулятора.

Так, если массогабаритные характеристики ИУ не должны превышать 5 % от массы биологического объекта [1], что обеспечивает предупреждение механического повреждающего действия ИУ на ткани организма, то допустимый нагрев тканей, контактирующих с элементами системы, а также тканей, находящихся в зоне действия электромагнитного поля (ЭМП), не должен превышать 2 °С [2].

Вместе с тем в отличие от применения беспроводных зарядных устройств, используемых

при подзарядке источников питания радиотелефонов, смартфонов и иных устройств, когда источник ЭМП и принимающий контур зарядного модуля радиоэлектронного устройства находятся на фиксированном расстоянии, расстояние между передающим (ПдК) и принимающим (ПрК) контурами БИМП ИУ может существенно изменяться.

В связи с чем возникает задача стабилизации мощности на выходе БИМП при вариабельности расстояния между ПдК и ПрК, система которых может быть описана как трансформатор с комбинированным воздушным и диамагнитным зазором с изменяемым коэффициентом связи, для которого требуется введение алгоритма автоматической подстройки мощности (АПМ) генератора. В противном случае избыток энергии будет преобразовываться в тепло на линейных регуляторах и стабилизирующих компонентах ИУ. Неоднозначность взаимного расположения ПдК и ПрК может возникнуть при таких функциональных задачах, как передача энергии на ИУ, находящееся в мелком лабораторном животном, которое свободно перемещается по клетке в зоне действия ЭМП, или при расположении ИУ

¹ Научный руководитель — кандидат технических наук, начальник научно-исследовательского отдела биотехнических проблем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения В. А. Килимник.

в мышечной ткани более крупного объекта, когда ПдК и ПрК также не могут быть зафиксированы друг относительно друга.

На наш взгляд, алгоритм АПМ может быть основан на трех принципах: релейное регулирование с использованием минимального шага управляющего воздействия, пропорциональное регулирование, точный расчет необходимого значения выходной мощности. Первые два подхода, потенциально не требующие определения текущего значения коэффициента связи индукторов в процессе регулирования, и рассматриваются в данной статье. Реализация релейного регулятора широко освещена в литературных источниках, в то время как метод построения пропорционального регулятора, оптимального для любого коэффициента связи индукторов в заданном диапазоне, остается неизвестным. Влияние выбора алгоритма АПМ и его наличия в целом на температуру ИУ также является неоднозначным и требует экспериментальной оценки.

Устранение избыточной мощности на приемной стороне не гарантирует отсутствия чрезмерного нагрева ИУ ввиду наличия потерь на омическом сопротивлении цепей преобразования энергии, диэлектрического нагрева компонентов под действием импульсных сигналов в цепях, возникновения вихревых токов в проводящих материалах, нагрева элемента питания в процессе его разряда и заряда. Для оценки суммарного влияния описанных факторов на температуру ИУ и выбор параметров, подлежащих последующей оптимизации, требуется разработка макета системы с БИМП, а также экспериментального стенда, имитирующего нахождение ИУ в организме.

Введение в алгоритм АПМ обратной связи по температуре ИУ позволило бы снизить риск нанесения термической травмы при недостаточном отведении тепла от источника. На начальном этапе требуется рассмотреть линейную зависимость стабилизируемой величины от температуры ИУ для оценки целесообразности ее введения и характера изменения параметров системы.

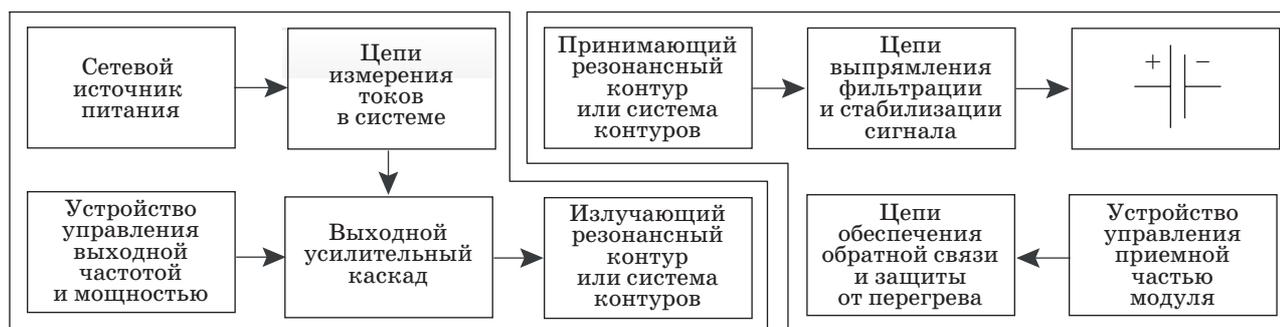
Структура макета и схемотехническая реализация приемной части БИМП

На первом этапе исследования были определены основные характеристики макета: выходная мощность до 0,5 Вт, частота ЭМП до 1 МГц, объем ИУ до 10 см³, максимальное расстояние между ПдК и ПрК — 50 мм. Индукторы ПдК и ПрК представляют собой спиральные катушки с воздушным сердечником размерами соответственно 100×100×0,1 и 30×20×0,9 мм.

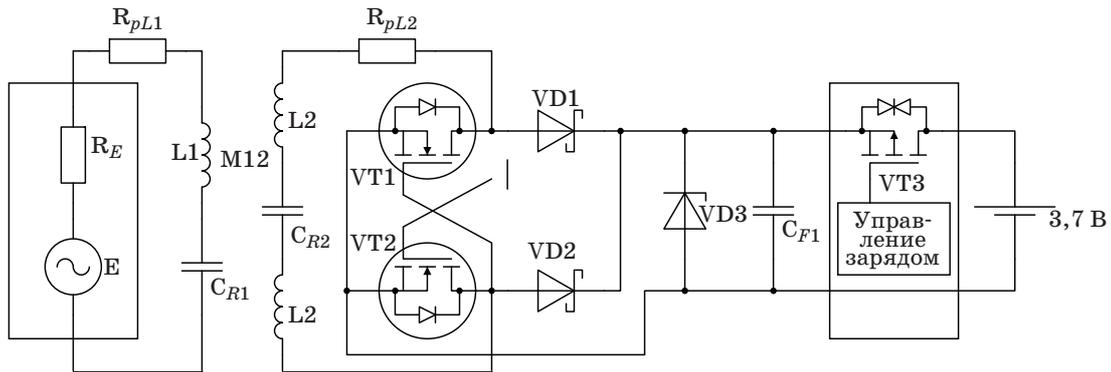
Далее на основании анализа литературных источников [3–7] была синтезирована структурная схема (рис. 1).

В качестве выходного усилительного каскада обычно применяются схемы класса *C*, полу- или полномостового *D*, *E*. В исследованиях [3, 4] показано, что наибольшей эффективностью передачи обладает система, состоящая из четырех резонансных индуктивных контуров. Однако для решения задач описываемого исследования достаточно было реализовать двухконтурную систему. Метод выбора между последовательным или параллельным резонансом определяется величиной нагрузки ПрК и описан в работе [5].

Схемотехническое решение приемной стороны (рис. 2) было реализовано на плате площадью 93 мм² при одностороннем монтаже компонентов. Было введено несколько изменений в стандартную схему [5]: реализованный на дискретных компонентах VT_1 , VT_2 , VD_1 и VD_2 полусинхронный выпрямитель, позволяющий снизить суммарное активное сопротивление цепи; включение резонансного конденсатора C_{R2} в середину индуктора ПрК (между L_2 и L'_2) для снижения его диэлектрического нагрева, вызванного коммутацией ключей выпрямителя; диод Зенера VD_3 , предназначенный для устранения кратковременных скачков напряжения, например, в момент изменения расстояния между контурами. В качестве нагрузки использовалась интегральная схема управления зарядом с линейной стабилизацией выходного сигнала и аккумулятор LP502030 (250 мА·ч).



■ Рис. 1. Структурная схема приемопередающих частей БИМП



■ Рис. 2. Принципиальная электрическая схема, рассматриваемая для аналитического описания нагрузки

Для реализации информационного канала данных обратной связи применялась модуляция нагрузки ПрК, детектируемая в сигнале потребляемого генератором тока. Модулирование нагрузки обеспечивалось двумя конденсаторами, подключенными параллельно ПрК и нагрузке перед выпрямителем и замыкаемыми полевыми транзисторами через землю. Протокол аналогичен описанному в стандарте Qi WPC (Version 1.0.1, 2010). Данные кодировались дифференциальным бифазным методом на частоте 4 кГц (длительность пакета 25 мс).

Аналитическое описание нагрузки ПрК

Для синтеза оптимального алгоритма регулирования необходимо было выразить зависимость напряжения и тока на выходе выпрямителя от тока в ПдК и проанализировать результаты аналитического описания взаимодействия цепей. Расчеты проводились для схемы, изображенной на рис. 2. Амплитуда тока в индукторе ПрК I_{2a} и наводимая на нем ЭДС индукции E_{2a} связаны выражением

$$E_{2a} = I_{2a}(Z_{\Sigma} + j(\omega L_2 - 1/\omega C_{R2})), \quad (1)$$

где Z_{Σ} — общее сопротивление нагрузки ПрК; C_{R2} — емкость резонансного конденсатора; ω — частота работы генератора.

В свою очередь амплитудные значения E_{2a} и тока ПдК I_{1a} могут быть связаны через значение коэффициента связи k катушек L_1 и L_2 :

$$E_{2a} = \omega k \sqrt{L_1 L_2} I_{1a}. \quad (2)$$

Из (1) и (2), учитывая выполнение условия резонанса $\omega L_2 = 1/\omega C_{R2}$, получаем

$$I_{2a} = I_{1a} \omega k \sqrt{L_1 L_2} / Z_{\Sigma}. \quad (3)$$

Общее сопротивление нагрузки ПрК Z_{Σ} образовано параллельно включенным сопротивлением ИС управления зарядом R_{Chg} и стабилитрона R_Z (обозначим его как $R_{||}$), а также сопротивлением индуктора ПрК R_{pL2} , поочередно работающих в каждый из полупериодов диода R_{VD} и транзистора R_{DS} выпрямителя:

$$Z_{\Sigma} \approx R_{pL2} + R_{VD}(V_d) + R_{DS} + R_{||}(V_{In}, V_{Bat}), \quad (4)$$

где V_d — падение напряжения на диоде; V_{In} — напряжение на выходе выпрямителя; V_{Bat} — напряжение на аккумуляторе.

Сопротивление диода R_{VD} описывалось посредством уравнения Шокли, а сопротивление R_{DS} было принято постоянным.

Для описания вольт-амперной характеристики диода Зенера использовалась кусочно-линейная аппроксимация по характеристическим точкам, заявленным производителем:

$$I_Z(V_d) = \begin{cases} V_d \frac{I_r}{V_r}, & V_d \leq \frac{R_d I_z - V_z}{R_d I_r / V_r - 1} \\ \frac{V_d - V_z}{R_d} + I_z, & V_d > \frac{R_d I_z - V_z}{R_d I_r / V_r - 1} \end{cases}, \quad (5)$$

где V_r — характеристическое напряжение до пробоя при токе I_r ; V_z — характеристическое рабочее напряжение при токе I_z ; R_d — дифференциальное сопротивление в точке $[V_z; I_z]$.

Эквивалентное сопротивление модуля заряда аккумулятора также описывалось кусочно-линейной аппроксимацией для трех диапазонов доступной от источника мощности: ниже требуемого уровня для обеспечения минимального зарядного тока I_{ChgMIN} , от предыдущего до уровня обеспечения установленного зарядного тока I_{ChgSET} , выше требуемого (далее, соответственно, режим 1, 2 и 3). С учетом тока собственного потребления I_{Sup} и сопротивления сток-исток ограничительного транзи-

стора R_{ChgDS} сопротивление R_{Chg} выражается как

$$R_{Chg}(V_{In}, V_{Bat}) = \begin{cases} V_{In}/I_{Sup}, V_{In} < R_{ChgDS}I_{ChgMIN} + V_{Bat} \\ \frac{V_{In}}{(V_{In} - V_{Bat})/R_{ChgDS} + I_{Sup}} \\ R_{ChgDS}I_{ChgMIN} + V_{Bat} \leq V_{In} \leq \\ \leq R_{ChgDS}I_{ChgSET} + V_{Bat} \\ V_{In}/(I_{ChgSET} + I_{Sup}) \\ R_{ChgDS}I_{ChgSET} + V_{Bat} < V_{In} \end{cases} \quad (6)$$

Выпрямленное значение тока I_{VD} определяется как действующее значение тока в ПрК, т. е. $I_{2a}/\sqrt{2}$. С учетом выражений (3)–(6) можно вычислить V_{In} и I_{VD} путем решения системы уравнений

$$\begin{cases} V_{In} = I_{VD}(V_d)R_{\parallel}(V_{In}, V_{Bat}) \\ \omega M_{12} I_{1a}/\sqrt{2} = \\ = I_{VD}(V_d)(R_{pL2} + R_{DS}) + V_{In} + V_d \end{cases}, \quad (7)$$

где $M_{12} = k\sqrt{L_1L_2}$ — взаимная индуктивность между L_1 и L_2 .

При необходимости учесть внутреннее сопротивление генератора (R_{ϵ} — эквивалентное сопротивление источника синусоидального напряжения и R_{pL1} — активное сопротивление индуктора L_1) ток в ПдК I_{1a} может быть выражен через ток холостого хода ПдК I_{10a} (отсутствие ИУ в области генерации ЭМП) посредством теории отраженного импеданса:

$$I_{1a} = I_{10a} \frac{R_{\epsilon} + R_{pL1}}{R_{\epsilon} + R_{pL1} + \omega^2 M_{12}^2} \cdot \frac{1}{(R_{pL2} + R_{DS} + R_{\parallel}(V_{In}, V_{Bat}) + R_{VD}(V_d))} \quad (8)$$

Следующим шагом было определение диапазона изменения значения коэффициента связи.

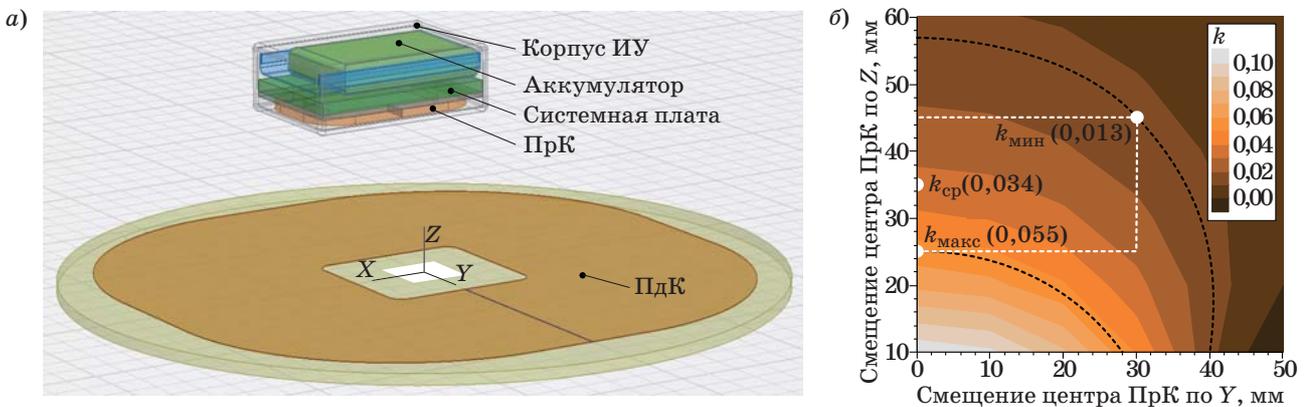
Учет варибельности расстояния между контурами

В случае если бы мы рассматривали изолированные от окружающих объектов контуры, то целесообразно было бы воспользоваться аналитическими выражениями для расчета k , приведенными в работе [8]. Однако в реальной системе индуктор ПрК размещается в непосредственной близости от системной платы, аккумулятора, имеющего металлический корпус, а также может крепиться к ферритосодержащей подложке или сердечнику. Эти элементы влияют как на индуктивность L_2 , так и на коэффициент связи k ввиду искажения магнитных линий поля и возникновения вихревых токов в электропроводящих деталях макета, поэтому распределение его значения в зависимости от координаты ПрК определялось в программе численного расчета ЭМП Ansoft Maxwell для трехмерной модели экспериментального макета (рис. 3, а, б). Ее адекватность была проверена в ходе исследований [9].

На этом этапе были выбраны условные пространственные границы неопределенности нахождения ИУ: от 25 до 45 мм по вертикали и до 30 мм смещение от оси индуктора ПдК. Были определены три точки, соответствующие минимальному, среднему и максимальному значениям k , в которых затем и производились измерения. Условность границ связана с тем, что они занимают лишь часть объема, описываемого эквипотенциальными плоскостями k_{\min} и k_{\max} (черные штрихпунктирные линии на рис. 3, б).

Расчет выходных характеристик в зависимости от тока в ПдК

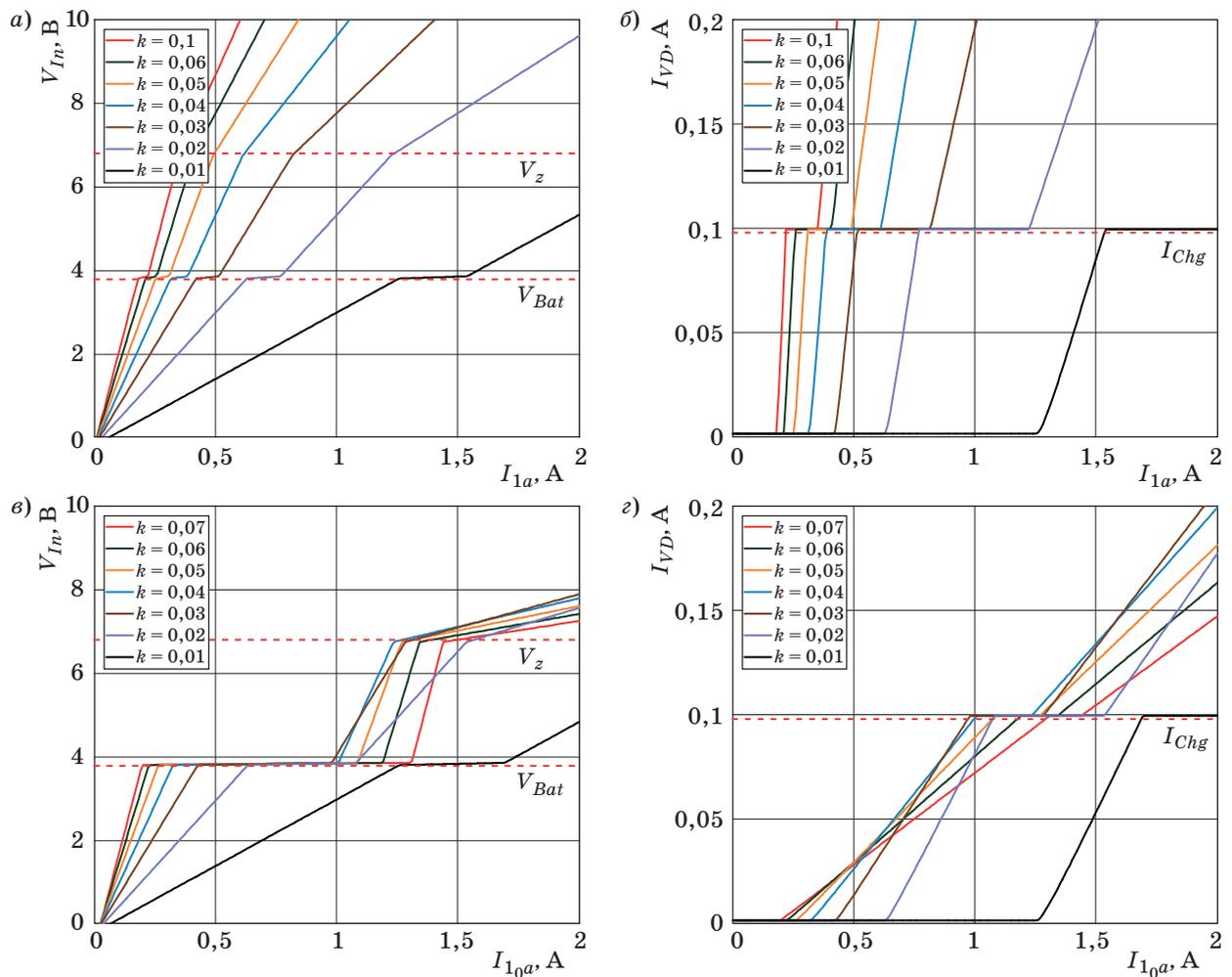
При решении системы (7) использовались данные из табл. 1. На рис. 4, а, б изображены рассчитанные характеристики V_{In} и I_{VD} в зависимости



■ Рис. 3. Модель экспериментальной системы ИУ и ПдК (а) для расчета распределения величины k в зависимости от смещения ПрК по осям Y и Z (б)

■ Таблица 1. Характеристики экспериментального макета для расчета V_{In} и I_{VD}

Параметр	Значение	Параметр	Значение	Параметр	Значение
L_1 , мкГн	83,1	R_c , Ом	1,3	R_{DS} , Ом	0,03
L_2 , мкГн	79,9	V_r , В	4	I_S , нА	830
k	0÷0,1	I_r , мкА	2	I_{ChgSET} , мА	100
R_{pL1} , Ом	1,9	V_z , В	6,8	I_{ChgMIN} , мА	20
R_{pL2} , Ом	7,5	I_z , мА	5	I_{Sup} , мА	1,4
ω , рад/мкс	5,5292	R_d , Ом	6	R_{ChgDS} , Ом	0,5



■ Рис. 4. Характеристики зависимостей V_{In} и I_{VD} от значения тока в L_1 при работе системы с нагрузкой (а, б) и в режиме холостого хода (в, г)

сти от I_{1a} при различных k . Режим 1 описывался нарастанием V_{In} до превышения уровня V_{Bat} . Затем, в режиме 2, зарядный ток аккумулятора возрастал до значения I_{ChgSET} , что означало достижение оптимального значения I_{1a} . В режиме 3 напряжение на входе микросхемы управления зарядом превышало необходимое значение, что приводило бы к дополнительному нагреву VT_3 ,

а по достижении уровня V_z — и к выделению тепла на VD_3 .

После подстановки (8) в систему уравнений (7) были получены характеристики V_{In} и I_{VD} (рис. 4, в, г). Режим 1 остался практически неизменным, так как ток I_{VD} незначителен. В режиме 2 отметим проявление эффекта согласованной нагрузки, так как при $k \approx 0,3$ требовалось мини-

мальное значение тока холостого хода, а следовательно, и управляющего воздействия для достижения установленного зарядного тока. Наклон характеристик в режиме 3 оставался неизменным до достижения V_{In} уровня V_2 , когда также начинало сказываться наличие внутреннего сопротивления генератора.

Алгоритм автоматической подстройки мощности

В ходе анализа кривых, представленных на рис. 4, а, б, был сделан вывод, что для реализации АПМ с использованием I_{1a} потребуется детектирование текущего режима и наклона соответствующей ему характеристики для расчета требуемого значения тока посредством экстраполяции. После определения I_{1a} необходима стабилизация параметра на новом уровне путем подстройки управляющего воздействия. Достоинства данного подхода: отсутствие необходимости вводить какие-либо калибровочные характеристики и, как следствие, отсутствие строгих требований к величине нагрузки ИУ. К недостаткам следует отнести необходимость реализовывать измеритель амплитуды тока в ПдК и проводить тестовые перестройки I_{1a} для определения коэффициента наклона в каждом из режимов.

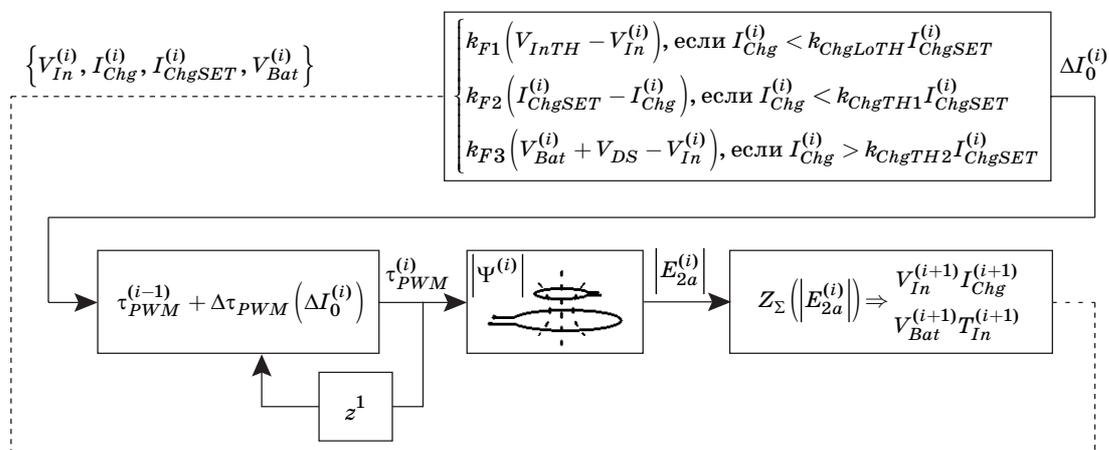
При фиксированной нагрузке ИУ возможно применение другого подхода, лишённого описанных выше недостатков. Отказаться от реализации измерителя I_{1a} можно, введя в контроллер генератора заранее определенную зависимость тока холостого хода ПдК I_0 от управляющего воздействия. Тогда, принимая во внимание преимущественно групповой характер распределения кривых на рис. 4, в, г, возможно реализовать пропорциональный регулятор путем вычисления относительного значения тока холостого хода ПдК ΔI_0 по некоторой оптимальной для каждого

из режимов и любого взаимного расположения ПдК и ПрК характеристике. Следовательно, требовалось определить масштабные коэффициенты линейных аппроксимирующих функций k_{F1} , k_{F2} и k_{F3} для выбранной конфигурации системы.

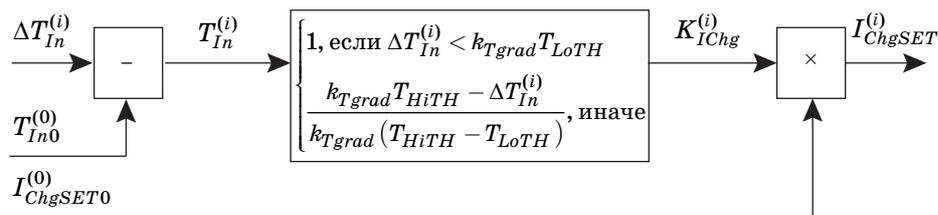
Были сформулированы критерии их выбора из соображений минимизации выделения тепла и суммарного времени воздействия ЭМП на объект. В режиме 1 допустима реализация быстрого перехода в режим 2, поэтому для расчета k_{F1} выбиралась самая пологая характеристика, но которая не допускала бы превышения оптимальной мощности при любом k . В режиме 2 оптимальная точка находилась на самой границе перед режимом 3, и при приближении к ней важно было обеспечить отсутствие перерегулирования, поэтому использовалась наиболее крутая зависимость. В случае, если все же произошел переход в режим 3, следовало максимально быстро перейти в режим 2 или 1, поэтому k_{F3} выбирался по наиболее «медленной», пологой характеристике, несмотря на возможное перерегулирование.

Согласно сформулированным критериям, были определены $k_{F1,2,3}$. При заданных параметрах системы (см. табл. 1) необходимо было выбрать k_{F1} меньше, чем при $k = 0,01$, так как переход между режимами 1 и 2 на максимальном удалении достигался при большем I_0 , чем точка требуемой мощности при k , обеспечивающем наилучшее согласование нагрузки. Для режимов 2 и 3 выбраны кривые, рассчитанные при минимальном $k = 0,01$.

Предлагаемая функциональная схема алгоритма АПМ представлена на рис. 5. Индекс i обозначает значение величины в текущем цикле регулирования, при этом $i = 0$ определяет начальные значения. Расчет ΔI_0 производился по трем линейным функциям, соответственно для каждого из режимов, аргументами которых являлись параметры, передаваемые по каналу



■ Рис. 5. Функциональная схема модуля АПМ



■ Рис. 6. Функциональная схема блока ограничения I_{ChgSET}

■ Таблица 2. Значения коэффициентов регулятора мощности и температуры

Параметр	Значение	Параметр	Значение	Параметр	Значение
k_{F1} , А/В	0,244	$k_{ChgLoTH}$	0,05	k_{Tgrad}	{3, 4, 5}
k_{F2} , А/А	4,76	k_{ChgTH1}	0,85	T_{LoTh} , °С	0,5
k_{F3} , А/В	0,314	k_{ChgTH2}	0,95	T_{HiTh} , °С	2,0

обратной связи: входное напряжение V_{In} , зарядный ток I_{Chg} , номинальное значение зарядного тока I_{ChgSET} , напряжение на аккумуляторе V_{Bat} . Ввиду дискретности управляющего воздействия был введен гистерезис для I_{ChgSET} , определяемый коэффициентами k_{ChgTH1} и k_{ChgTH2} . Затем определялась величина управляющего воздействия, а именно τ_{PWM} — скважность широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для полумостового усилителя D-класса, реализованного в макете.

Ограничение внутренней температуры ИУ

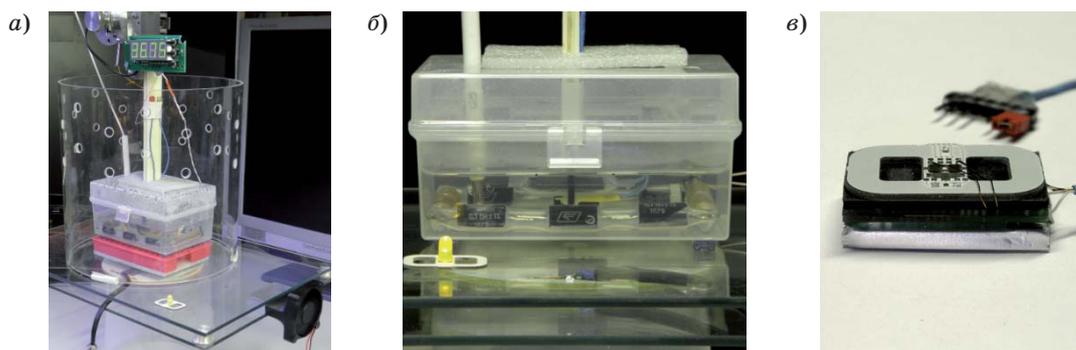
Экспериментально было установлено, что при заданных характеристиках системы окружающая имитационная среда нагревается преимущественно от ИУ. При оптимальной установившейся величине принимаемой мощности основным источником тепла являлся индуктор ПрК, обладающий наибольшим активным сопротивлением среди всех компонентов. Для максимизации эффективности передачи энергии ПрК был расположен непосредственно у стенки полимерного корпуса ИУ. Наиболее удаленно от ПрК помещался аккумулятор, так как его металлический корпус негативно влиял на добротность индуктора. Между ними находилась системная плата. Задача нормализации температуры внешней поверхности корпуса требовала регулировки мощности распределенных источников тепла внутри него, а именно параметра I_{ChgSET} для алгоритма АПМ. Установив выводной датчик температуры на поверхности ИУ T_{Out} , можно было бы реализовать типовой регулятор, но в этом случае потребовалось бы вводить существенное конструктивное усложнение. Поэтому было решено использовать измеритель внутренней температуры T_{In} . В установившемся состоянии тепловой системы будет существовать некоторый постоянный градиент температуры $T_{In} - T_{Out}$,

однако его введение привело бы к существенному снижению I_{ChgSET} уже на первых минутах заряда. Использование же линейной зависимости, определяемой коэффициентом k_{Tgrad} , позволило постепенно снизить динамику нагрева корпуса ИУ. Для этого был реализован регулятор, изображенный на рис. 6. Значения T_{LoTh} и T_{HiTh} определяли нижнюю и верхнюю границы регулирования T_{Out} .

Значения коэффициентов алгоритма автоматической подстройки мощности и температуры, использованные в экспериментах, приведены в табл. 2.

Экспериментальный стенд

Испытания макета ИУ производились на экспериментальном стенде (рис. 7, а). Выделение тепла, сопровождающее работу БИМП *in vivo*, происходит на фоне индивидуальных терморегуляторных процессов, обусловливаемых метаболизмом, кровотоком, теплопроводностью тканей, конвекцией тепла с поверхности кожи, что существенно усложняет синтез адекватной тепловой модели системы. Поэтому в емкости, содержащей имитационную среду (рис. 7, б), воспроизводились наиболее неблагоприятные условия — отсутствие температурных гомеостатических функций в условиях минимального объема. Этот подход обеспечивал термическую безопасность реального объекта. В качестве имитационной среды использовался 0,9 %-й раствор хлорида натрия, находящийся в герметичной емкости. Размер инкапсулированного макета ИУ (рис. 7, в) составил 34×22×12 мм. Учитывая ограничение на отношение размеров ИУ и объекта (5 %), минимальный допустимый объем имитационной среды составлял 180 см³. Эксперименты проводились при комнатной температуре, при этом пе-



■ **Рис. 7.** Экспериментальный стенд: *а* — общий вид; *б* — емкость с имитационной средой; *в* — макет ИУ

ред началом процесса заряда температура среды доводилась до установившегося значения в диапазоне $36 \div 38$ °С нестабилизированным резистивным нагревателем мощностью 3,4 Вт. Влияние нагрева излучающего индуктора минимизировалось путем его размещения в вентилируемом зазоре между двумя пластинами.

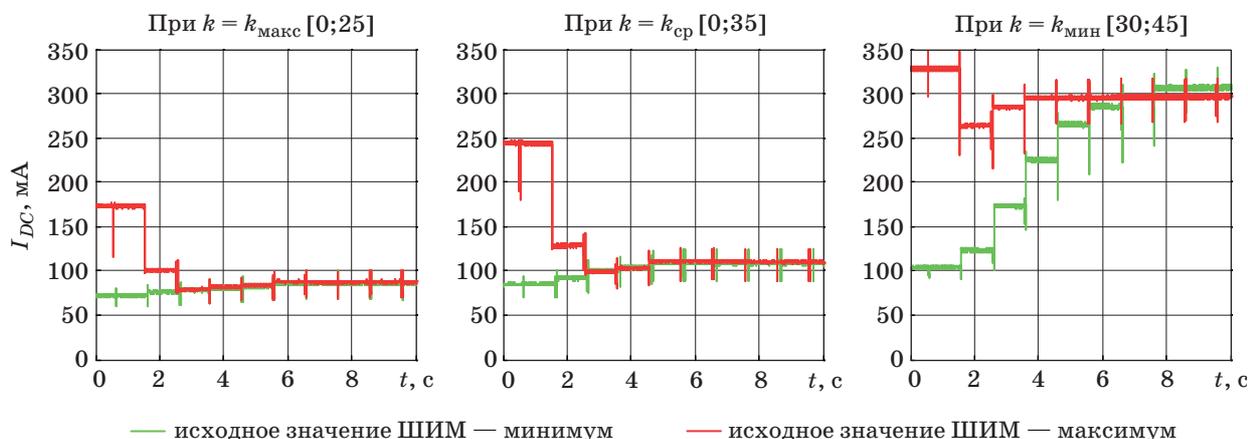
Результаты

Характеристики регулирования выходной мощности генератора, управляемого описанным алгоритмом АПМ, зависимости от постоянного тока потребления генератора I_{DC} приведены на рис. 8. Отметим, что при любом k при перестройке с минимального уровня мощности нежелательное перерегулирование отсутствовало, а при перестройке с максимального уровня осуществлялся скорейший уход в безопасный режим. Различие в конечном значении I_{DC} может объясняться наличием гистерезиса для величины I_{ChgSET} .

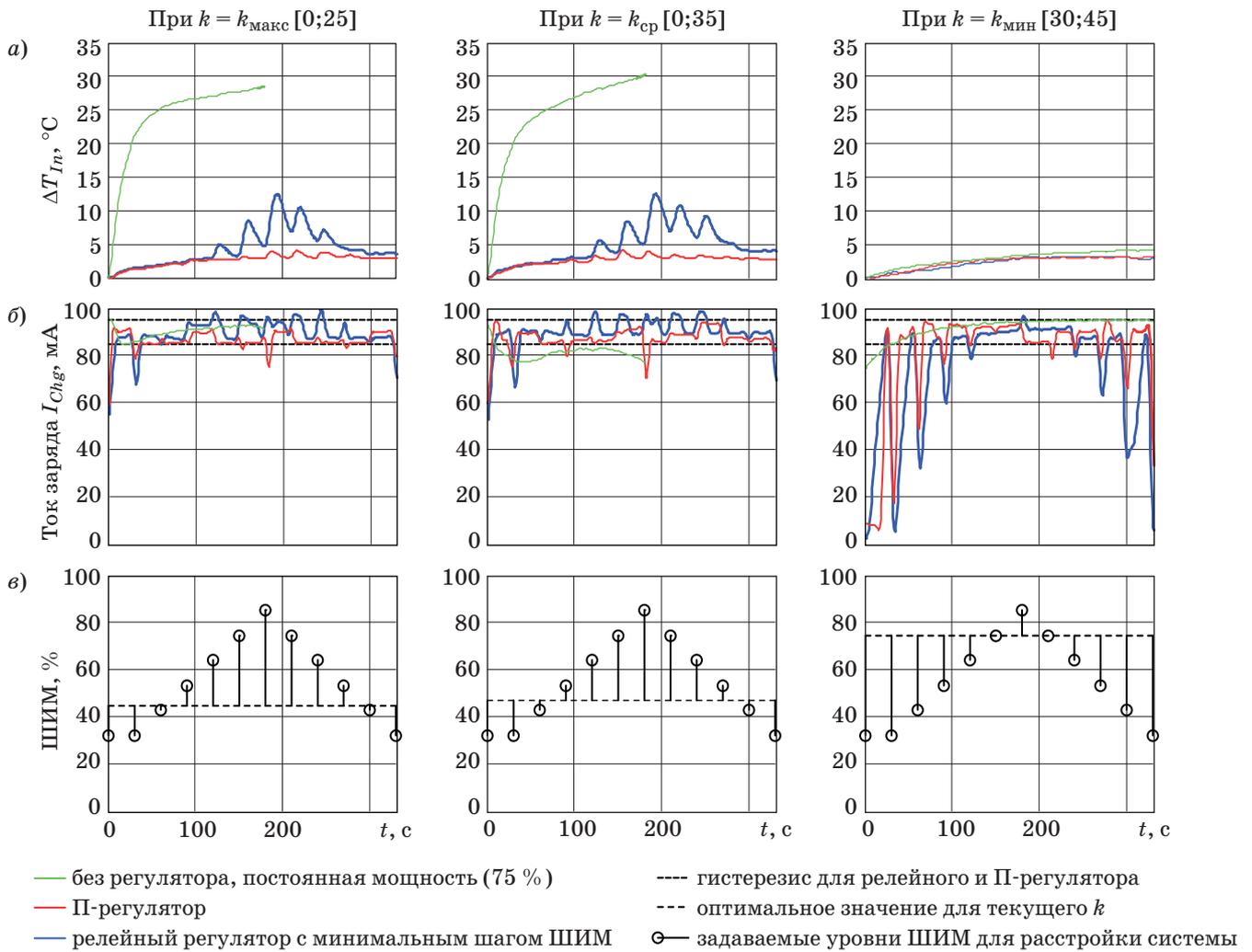
В следующем эксперименте (рис. 9) оценивалось изменение ΔT_{In} и T_{Chg} при работе П-регулятора и релейного регулятора, использующего минимальный шаг управляющего воздействия (скважность

ШИМ 2 %) для достижения требуемой мощности. Каждые 30 с производилась расстройка системы, условно имитирующая изменение коэффициента связи. П-регулятор имел преимущество по скорости работы в условиях постоянной частоты отправления данных обратной связи, что выражалось в меньшем нагреве системы по окончании теста. Для сравнения также приводятся кривые нагрева при отсутствии АПМ, когда при всех k генератор работал на мощности, необходимой для обеспечения номинального зарядного тока при $k_{мин}$.

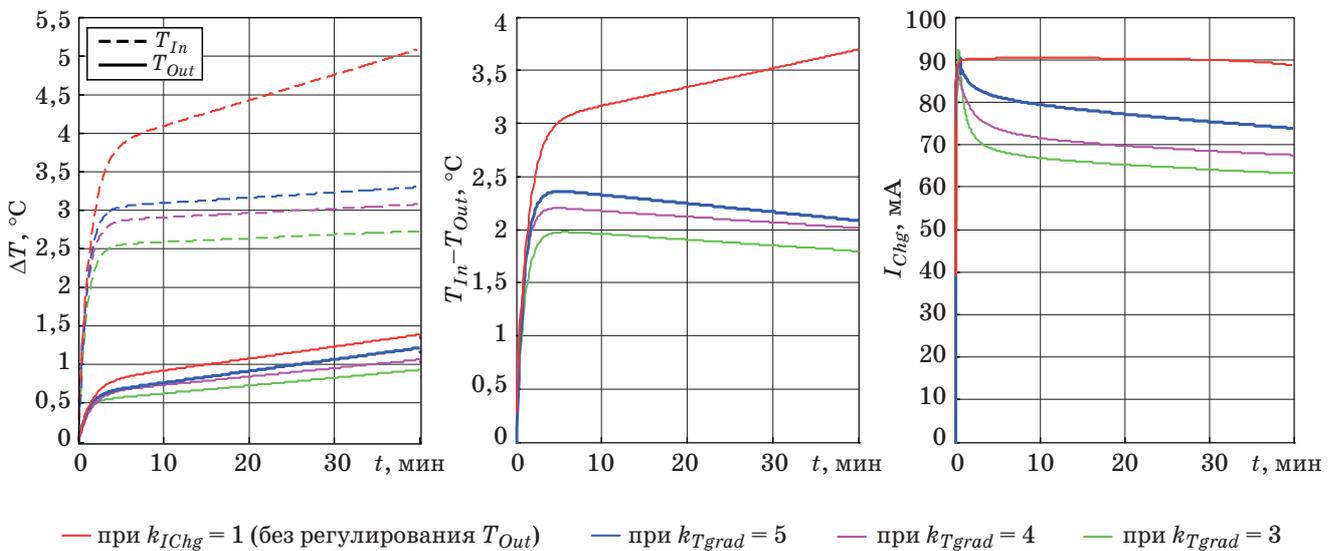
Заряд ИУ номинальным током при работе АПМ, а также регулирование температуры с использованием линейной зависимости T_{Out} от T_{In} позволило получить характеристики, представленные на рис. 10. Аппроксимация данных производилась экспоненциальной (два слагаемых) и рациональной ($n = 2, m = 3$) функциями соответственно для графиков температур и I_{Chg} с усреднением по трем сериям измерений. В первую очередь отметим, что ни одна из кривых T_{Out} на выбранном временном диапазоне не превысила порога безопасности $+2$ °С, однако динамика нерегулируемого нагрева позволяла предположить, что при заряде полностью разряженного



■ **Рис. 8.** Экспериментально полученные характеристики регулирования



■ Рис. 9. Изменение параметров ΔT_{In} (а) и I_{Chg} (б) в зависимости от наличия и типа регулятора при различных уровнях расстройки системы (в)



■ Рис. 10. Результат работы регулятора температуры при различных k_{Tgrad}

аккумулятора в течение 120 мин ΔT_{Out} превысит установленный порог (из расчета оптимального уровня $I_{Chg} = 0,5$ °C). Предложенный регулятор позволил замедлить рост и снизить относительную величину как ΔT_{In} , так и ΔT_{Out} . При $k_{Tgrad} = 3$ рост ΔT_{Out} на пологом участке составил 0,0102 °C/мин. Экстраполируя полученную характеристику, видим, что при сохранении динамики роста ΔT_{Out} порог достигался бы к 145-й минуте, при $k_{Tgrad} = 4$ — к 125-й минуте и при $k_{Tgrad} = 5$ — к 92-й минуте. Характерным являлось начало уменьшения градиента $T_{In} - T_{Out}$ после 5-й минуты процесса заряда, что потенциально позволило ускорить достижение уравновешенного состояния описанной тепловой системы.

В заключение отметим, что нагрев имитационной среды организма под воздействием ЭМП максимальной требуемой мощности являлся пренебрежимо малым (ниже разрешения измерительного прибора, а именно 0,06 °C).

Заключение

Анализ электрических цепей БИМП показал, что пропорциональный алгоритм АПМ может быть синтезирован на основании нескольких линейных зависимостей управляющего воздействия от сигналов обратной связи. Независимо от диапазона изменения коэффициента связи индукторов требуется рассчитать функции выходных тока и напряжения от тока в ПдК при двух значениях k : минимальном и обеспечивающем наилучшее согласование нагрузки генератора. В результате определяются три оптимальных коэффициента регулирования, соответствующие

режимам недостаточной для начала заряда мощности, нарастания зарядного тока до номинального значения, чрезмерной мощности.

Экспериментальная оценка работы пропорционального и релейного регуляторов показала преимущество первого в условиях частого изменения расстояния между контурами, а также необходимость их реализации в целом, исходя из нагрева ИУ при постоянном уровне мощности.

Помимо выбора алгоритма АПМ, основными параметрами для минимизации или ограничения нагрева ИУ значением +2 °C остаются активное сопротивление индуктора ПрК и зарядный ток. По результатам стендовых экспериментов могут определяться допустимые уровни I_{Chg} и выделяемой мощности на сопротивлении R_{pL2} , которое является одним из граничных условий задачи оптимизации добротности ПрК.

Линейная зависимость зарядного тока от температуры внутри ИУ позволяет ограничивать рост температуры корпуса ИУ до критического значения при определенном времени заряда и корректном выборе коэффициента в условиях минимальной термостабилизации имитационной среды.

Благодарности

Автор статьи выражает благодарность за помощь в подготовке исследований и публикационных материалов коллективу научно-исследовательского отдела биотехнических проблем ГУАП, на базе которого и была проведена настоящая работа.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда по гранту № 14-15-00788.

Литература

1. **Руководство** по экспериментальному (доклиническому) изучению новых фармакологических средств / под общ. ред. Р. У. Хабриева. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Медицина, 2005. — 832 с.
2. **Seese T. M., Harasaki H., Saidel G. M., Davies C. R.** Characterization of Tissue Morphology, Angiogenesis, and Temperature in the Adaptive Response of Muscle Tissue to Chronic Heating//Laboratory Investigation. 1998. Vol. 78. Iss. 12. P. 1553–1562.
3. **Kurs A.** et al. Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances//Science. 2007. Vol. 317. P. 83–86.
4. **Xiuhan Li** et al. A Wireless Magnetic Resonance Energy Transfer System for Micro Implantable Medical Sensors//Sensors. 2012. Vol. 12. P. 10292–10308.
5. **Vandevoorde G., Puers R.** Wireless Energy Transfer for Stand-alone Systems: a Comparison Between Low and High Power Applicability//Sensor and Actuators a Physical. 2001. Vol. 92. N 1–3. P. 305–311.
6. **Artan N. S.** et al. A High-Performance Transcutaneous Battery Charger for Medical Implants//32nd Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC 2010), Buenos Aires, Argentina, Aug.-Sept. 2010. P. 1581–1584.
7. **Jow U., Ghovanloo M.** Design and Optimization of Printed Spiral Coils for Efficient Transcutaneous Inductive Power Transmission//IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems. 2007. Vol. 1. N 3. P. 193–202.
8. **Zierhofer C. M., Hochmair E. S.** Geometric Approach for Coupling Enhancement of Magnetically Coupled Coils//IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 1996. N 43. P. 708–714.
9. **Горский О. В.** Исследование базовой модели индуктивно связанных контуров бесконтактного зарядного устройства имплантируемых систем // Информационно-управляющие системы. 2013. № 6. С. 48–57.

UDC 616-71

Self-Heating Minimization of Implantable Devices with a Wireless Inductive Power Supply System

Gorskiy O. V.^a, Post-Graduate Student, Junior Researcher, gorskijoleg@gmail.com^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: When using a wireless inductive power system, tissue heating can be caused by the conduction and displacement currents induced within the body, or by the heat discharged from the LDOs and other resistive components of the receiver module which is designed to recharge the internal battery. The optimum EMF power level depends on the distance between the implanted device and the transmitting coil. Therefore, the main objective of this study was synthesizing an adequate algorithm for the automatic adjustment of the generator power, taking into account the variability of the distance between the inductors defined by particular clinical and experimental tasks. **Methods:** The study used the calculation methods of complex amplitude and reflected transformer impedance, the calculation of inductor coupling coefficient by the finite difference time-domain method, and an automated simulation experiment. The study was performed on a 9 cm³ model of implant in a polymer casing. At a distance of 25–45 mm from the transmitting coil, this model can provide an output power of 0.5 watts to charge the battery at EMF frequency of 1 MHz. Normal saline was used as the body simulation environment. **Results:** Analyzing the electrical circuit in the receiver module, an automatic power adjustment algorithm was designed, which is based on several linear dependencies between the current in the transmission coil and the feedback signals, without the need to calculate the current coupling coefficient of the inductors. As a result, three optimal adjustment coefficients were determined, corresponding to the following phases: insufficient power to start charging, increase of the charging current to the nominal value, and excessive power. Comparative analysis of the proportional and relay adjusters showed the advantage of the first under the conditions of frequent changes in the distance between coils, as well as the need for their implementation as a whole, based on the implant heating at a constant EMF power level. The proposed configuration of the experimental stand allowed us to estimate the minimum safe operation time for the system and adjust the value of the charging current, assuming that the implant case temperature increase is limited by 2 °C. **Practical relevance:** The described approach increases the safety of using implants with a wireless rechargeable power source in both experimental and clinical practices.

Keywords — Wireless Power Transmission, Inductive Charger, Implantable Device, Telemetry, Heating of Implant, Coupling Coefficient, Automatic Power Adjustment.

References

1. *Rukovodstvo po eksperimental'nomu (doklinicheskomu) izucheniiu novykh farmakologicheskikh sredstv* [Guide to the Experimental (Preclinical) Study of New Pharmacological Agents]. Ed. by Prof. Khabriev R. U. Moscow, Meditsina Publ., 2005. 832 p. (In Russian).
2. Seese T. M., Harasaki H., Saidel G. M., Davies C. R. Characterization of Tissue Morphology, Angiogenesis, and Temperature in the Adaptive Response of Muscle Tissue to Chronic Heating. *Laboratory Investigation*, 1998, vol. 78, iss. 12, pp. 1553–1562.
3. 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, pp. 83–86.
4. Xiuhan Li, Hanru Zhang, Fei Peng, Yang Li, Tianyang Yang, Bo Wang, Dongming Fang. A Wireless Magnetic Resonance Energy Transfer System for Micro Implantable Medical Sensors. *Sensors*, 2012, vol. 12, pp. 10292–10308.
5. Vandevoorde G., Puers R. Wireless Energy Transfer for Stand-alone Systems: a Comparison Between Low and High Power Applicability. *Sensor and Actuators a Physical*, 2001, vol. 92, no. 1–3, pp. 305–311.
6. Artan N. S., Vanjani H., Vashist G., Fu Z., Bhakthavatsala S., Ludvig N., Medveczky G., Chao H. J. A High-Performance Transcutaneous Battery Charger for Medical Implants. *32nd Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC 2010)*, Buenos Aires, Argentina, August-September 2010, pp. 1581–1584.
7. Jow U., Ghovanloo M. Design and Optimization of Printed Spiral Coils for Efficient Transcutaneous Inductive Power Transmission. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2007, vol. 1, no. 3, pp. 193–202.
8. Zierhofer C. M., Hochmair E. S. Geometric Approach for Coupling Enhancement of Magnetically Coupled Coils. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 1996, no. 43, pp. 708–714.
9. Gorskiy O. V. Research on a Basic Model of Inductively Coupled Coils in a Charging System for Implanted Systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2013, no. 6, pp. 48–57 (In Russian).