

О ПРИБЛИЖЕННОМ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ОПТИМИЗАЦИИ И КРАЕВЫХ ЗАДАЧ ДЛЯ ПРИБОРОВ СВЧ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ

А. А. Кураев, Е. М. Демидович, Ф. Г. Шевченко

К и е в

Задача оптимизации СВЧ электронных приборов по заданному критерию качества является наиболее интересной проблемой теории таких приборов. Ее решение позволяет при разработке и конструировании СВЧ приборов осуществить оптимальное управление взаимодействием в приборе путем подбора оптимального (или близкого к нему) распределения ВЧ и статических полей в пространстве взаимодействия. Кроме того, при решении задачи оптимизации определяются предельно достижимые для исследуемого вида взаимодействия выходные параметры, характеризующие качество прибора. Оценка предельных возможностей приборов различных типов весьма желательна при выборе их для тех или иных применений.

Математический аппарат для решения задачи оптимизации разработан в теории оптимального управления; наиболее строгим методом решения является применение принципа максимума Понтрягина [1, 2, 3]. Постановка задачи оптимизации в форме принципа максимума приводит к краевой (двухточечной) задаче; ее решение оказывается весьма сложным из-за высокого порядка N уравнений состояния, описывающих взаимодействие в электронном приборе ($N = 32 \div 100$). Объем вычислений растет пропорционально порядку N . Другой метод решения задачи оптимизации — метод динамического программирования Беллмана [4] — еще более

неудобен при высокой размерности уравнений состояния: объем запоминаемой информации при его применении возрастает экспоненциально с повышением порядка.

Следует отметить, что в задачах с линейно входящими в правые части уравнений состояния управлениями, оптимальными по принципу максимума, являются релейные функции, принимающие граничные (допустимые) значения. Поскольку в задачах оптимизации электронных приборов встречается именно такой случай, возникает вопрос о возможности реализации релейных управлений данных приборов.

Релейные распределения полей, а также распределения с разрывом производной невозможны; могут быть лишь приближающиеся к ним по форме распределения. Исключение составляет единственный случай — взаимодействие электронного потока со стоячими полями в системе последовательно расположенных объемных или поверхностных (образованных резонансными отрезками замедляющих систем) резонаторов. В этом случае при достаточно большом числе периодов стоячего поля в каждом из резонаторов можно рассматривать взаимодействие электронного потока с одной из парциальных волн стоячего поля постоянной амплитуды скачком обращающуюся в нуль на границах резонатора. Достаточно близким к релейному можно считать также распределение квазистационарного поля в каскадном строфотроне. Однако в случае линейно входящих в правые части управлений с ограничениями на величину или производное оптимальное управление не реализует стационарного значения критерия качества задачи. Таким образом, нельзя считать, что малые отклонения реальной функции управления от оптимальной приведут к изменениям второго порядка малости значения критерия качества.

В связи с последним выводом возникает второй вопрос: найдутся ли среди физически реализуемых управлений функции, далекие от релейных, но реализующие лучшие значения критерия качества, по сравнению с максимально (по физическим условиям — допустимо) приближающимися к релейным. Для поиска таких функций, очевидно, могут быть использованы прямые методы минимизации заданной целевой функции.

Как указывалось выше, постановка задачи оптимизации электронных приборов в форме принципа максимума приводит к краевой (двухточечной) задаче с разделенными граничными условиями: условиями для уравнений состояния на левом конце (начальные условия) и условиями для сопряженного вектора P — на правом (условия трансверсальности). Уравнения состояния в общем случае — нелинейные, уравнения же для вспомогательного вектора P — всегда линейные относительно P . Нетрудно заметить аналогию в формулировке этой задачи и другой задачи электроники, возникающей при учете возбуждаемой электронным потоком встречной волны. В этой задаче нелинейные уравнения состояния электронного потока и уравнение возбуждения прямой

волны имеют граничные уравнения на левом конце, а граничные условия для линейного уравнения возбуждения встречной волны — на правом (в конце области взаимодействия). Очевидно, что с точки зрения методики решения обе задачи достаточно схожи.

В настоящей статье изложен приближенный метод решения для всех трех названных задач: задачи оптимизации в форме принципа максимума, задачи поиска условно-оптимальных управлений и краевой задачи для электронных приборов СВЧ с распределенным взаимодействием.

1. Формулировка метода

Начнем с наиболее простой задачи — поиска минимизирующей функции при ограничениях в форме дифференциальных уравнений.

Пусть процесс в приборе описывается следующей системой дифференциальных уравнений (запись для сокращения будем вести в векторной форме)

$$\dot{X} = f(g, X, T), \quad (1)$$

где X , f — соответствующие системе уравнений состояния N -мерные векторы; g — функция управления, т. е. параметр, который можно варьировать по длине пространства взаимодействия прибора (в общем случае g — многомерная функция; для простоты мы ограничимся здесь одномерным случаем).

Граничные условия к системе (1) заданы в виде

$$\begin{aligned} X(0) &= X_0; \\ 0 &\leq T \leq T_0. \end{aligned} \quad (2)$$

Определен критерий качества процесса в приборе

$$\Phi(X(T_0)), \quad (3)$$

который следует минимизировать выбором оптимальной функции распределения $g^\circ(T)$; она должна удовлетворять некоторым физическим условиям (быть непрерывной, гладкой, ограниченной и т. д.).

Заранее подчеркнем следующую особенность поставленной задачи, отличающую ее от формулировки классической вариационной задачи. Если при классической формулировке в случае ограничений в форме дифференциальных уравнений используется метод множителей Лагранжа, сводящий задачу к стандартной форме — поиску безусловного экстремума нового функционала, — то в задаче поиска оптимального управления в электронике такой путь нецелесообразен. При оптимизации управления удобно остановиться на начальной постановке, поскольку непосредственное решение нелинейных уравнений состояния с начальными условиями при заданном управлении, несомненно, проще и точнее, чем построение их приближенных решений по какой-либо

системе координатных функций с применением классических методов. Последнее было бы неоправданным расширением задачи, затрудняющим достижение основной цели — оптимизации функции управления.

Представим приближенно искомую оптимальную функцию управления $g^\circ(T)$ в виде конечного ряда по упорядоченной ортогональной на участке $0 \leq T \leq T_0$ и полной системе функций $\{\varphi_i(T)\}$

$$g_n^0(T) = \sum_{i=0}^{n-1} A_i \varphi_i(T). \quad (4)$$

Если $n \rightarrow \infty$, представление (4) при найденных коэффициентах A_i дает точное решение задачи, при конечных n — приближенное. При конечных n и заданных коэффициентах A_i после решения уравнений состояния (1) функционал (3) становится n -мерной функцией переменных A_0, A_1, \dots, A_{n-1} , минимум которой может быть найден применением одного из методов быстрого спуска. Решение же уравнений состояния (1) на каждом шаге вычислений — своеобразная расчетная нагрузка при определении $X(A_i, T_0)$, которая может быть устранена применением аналоговых машин вместе с цифровыми. Следует отметить, что в уравнения состояния (1) обычно входят параметры M_1, M_2, \dots, M_j , подлежащие оптимизации. Поэтому функционал (3) при задании g_n^0 фактически является функцией $n + j$ переменных:

$$A_0, A_1, A_2, \dots, A_{n-1}, M_1, M_2, \dots, M_j.$$

Оценкой точности получаемых решений, как и в классическом вариационном исчислении, может служить сходимость минимизирующих последовательностей $\{g_n^0\}$, т. е. значений g_n^0 , полученных при различных n .

Кроме представлений искомой функции $g^\circ(T)$ в виде (4) можно также воспользоваться методами аппроксимации и интерполяции функции $g^\circ(T)$. В последнем случае удобно воспользоваться формулой Лагранжа для параболической интерполяции:

$$g_n^0(T) = L_0(T) g_0 + L_2(T) g_1 + \dots + L_n(T) g_n, \quad (5)$$

где

$$L_i = \frac{(T - T_0) \dots (T - T_{i-1})(T - T_{i+1}) \dots (T - T_n)}{(T_i - T_0) \dots (T_i - T_{i-1})(T_i - T_{i+1}) \dots (T_i - T_n)}; \quad g_i = g_n^0(T_i).$$

В этом случае переменными, определяющими Φ_{n+j} , будут значения g° в узловых точках отрезка $[0, T_0]$ и параметры M_1, M_2, \dots, M_j .

При выборе системы координатных функций $\{\varphi_i(T)\}$, аппроксимирующей функции или исходного распределения g_i , следует учитывать особенности физических условий, накладываемых на $g(T)$, а также использовать предварительные представления о характере оптимального $g^\circ(T)$, следующие из особенностей процесса взаимодействия в приборе. Очевидно, что любые условия,

накладываемые на функцию управления и ограничивающие класс допустимых функций, делают задачу условно-экстремальной, и поэтому найденную при таких условиях функцию управления можно назвать условно-оптимальной.

Методы быстрого спуска могут быть использованы и для решения краевых задач с разделенными условиями. С точки зрения численной реализации эта задача не отличается от предыдущей.

Пусть вместе с системой (1) решается дополнительная система

$$p = f_p(p, x, T); \quad (6)$$

$$g(T) = g(p), \quad (7)$$

причем граничные условия для (6) поставлены при $T = T_0$:

$$p(T_0) = p_0. \quad (8)$$

Для решения краевой задачи (1) + (2) + (7) + (8) введем

$$p(0) = A \quad (9)$$

и будем рассматривать решение задачи с начальными условиями (1) + (2) + (6) + (7) + (9) (A будем выбирать так, чтобы решение последней задачи совпадало с решением поставленной краевой задачи). Для этого по правилу наименьших квадратов зададим следующий функционал, подлежащий минимизации:

$$\Phi(p(0)) = |p(0) - p_0|^2. \quad (10)$$

Очевидно, что Φ после решения (1) и (6) при условиях (2), (9) становится функцией A . Таким образом, решение задачи сводится к отысканию стационарной точки функции $\Phi(A)$, которое может быть осуществлено одним из известных методов быстрого спуска, например методом Розенброка.

В случае, когда уравнения (6) имеют специальный вид

$$p_i = f_p(p_i, p_j, x_i, x_j, T),$$

можно воспользоваться интерполяцией функции $A_i = f(x_{i0}, x_{j0})$, что существенно упростит задачу при высоком порядке системы (6).

Для иллюстрации изложенного метода ниже приводятся решения трех задач для разрезного строфотрона резонансного и бегущей волны [5]. Поставленные задачи и выбранный прибор представляются интересными с методической и физической точек зрения.

2. Решение задачи оптимизации распределения амплитуды ВЧ-поля, поставленной форме принципа максимума

Уравнения состояния разрезного строфотрона в безразмерных переменных при взаимодействии на основной частоте имеют вид

$$\frac{du_i}{dT} = g(T) + v_i [-\Phi + \mu(u_i^2 + v_i^2)]; \quad (11)$$

$$\frac{dv_i}{dT} = -u_i [-\Phi + \mu (u_i^2 + v_i^2)],$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, N.$$

Здесь $u = \rho \cos \psi$; $v = \rho \sin \psi$; $\rho = \frac{a}{a_0}$ — относительная амплитуда; $\psi = \phi - \omega t$ — относительная фаза колебаний электронного осциллятора; a_0 — начальная амплитуда колебаний; $\Phi = \frac{\omega_{e0} - \omega}{\omega} \left| \frac{E_0 a_0}{4V_{\perp}} \right|$

параметр расстройки частоты осциллятора относительно частоты внешнего поля; ω_{e0} — частота колебаний электронного осциллятора при $a \rightarrow 0$;

$$V_{\perp} = \frac{1}{2} \frac{a_0^2 \omega_{e0}^2}{\eta}; \quad \eta = e/m_0;$$

E_0 — амплитудное значение напряженности поля E_x , действующего на электронный осциллятор; $\mu = \frac{3}{8} \epsilon a_0^2 / \frac{E_0 a_0}{4V_{\perp}}$ — параметр нелинейности электронных колебаний, малая величина ϵa_0^2 характеризует нелинейность распределения поперечного электрического поля в направлении x ($E_x^0 = A(1 - \epsilon x^2)x$); $T = E_0 z q / 4V_{\perp}$ — приведенная длина в области взаимодействия; $q = a_0 \omega_{e0} / v_{\parallel}$; v_{\parallel} — скорость осевого дрейфа электронов; $g(T) = E(T) / E_0$ — нормированное распределение амплитуды ВЧ-поля в области взаимодействия; $|g(T)| \leq 1$.

Граничные условия к системе (1) при однокаскадной линейной предварительной модуляции [5] имеют вид

$$u_i(0) = (1) \cos \nu_{i0}, \quad v_i(0) = (1) \sin \nu_{i0}; \quad (12)$$

$$\nu_{i0} = \frac{2\pi_i}{N} - x \cos \frac{2\pi_i}{N} - \gamma;$$

x, γ — параметры группирователя; i — номер фазовой траектории электрона; N — число принятых в рассмотрение фазовых траекторий на период, моделирующих процессы группировки и энергообмена в реальном пучке.

Критерий качества процесса при оптимизации электронного к. п. д. может быть записан как

$$I(T) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (u_i^2(T_0) + v_i^2(T_0)); \quad (13)$$

$$\eta_{\perp} = 1 - I(T).$$

Постановка задачи в форме принципа максимума определяет $g^{\circ}(T)$ при ограничении $|g(T)| \leq 1$ следующим образом [1]:

$$g^{\circ}(T) = (1) \operatorname{sign} \left\{ \sum_{i=1}^n p_{ui} \right\}, \quad (14)$$

где p_{ul} , p_{vl} — составляющие сопряженного по Гамильтону вектора состояния определяются системой уравнений

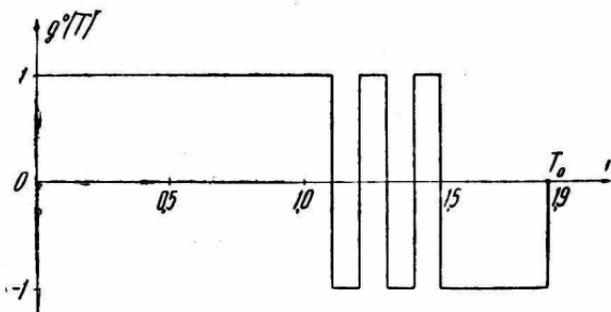
$$\frac{dp_{ul}}{dT} = -(2u_l v_l \mu) p_{ul} + (-\Phi + \mu v_l^2 + 3\mu u_l^2) p_{vl}; \quad (15)$$

$$\frac{dp_{vl}}{dT} = -(-\Phi + \mu u_l^2 + 3\mu v_l^2) p_{ul} + (2u_l v_l \mu) p_{vl};$$

при граничных условиях (условия трансверсальности)

$$p_{ul}(T_0) = -2u_l(T_0);$$

$$p_{vl}(T_0) = -2v_l(T_0). \quad (16)$$



Решая краевую задачу (11) + (12) + (14) + (15) + (16) при заданных T_0 , μ , Φ , γ , x ($T_0 = 1,9$; $\mu = 7$; $\Phi = 3$; $x = 2,0$; $\gamma = 0,15\pi$), изложенным в п. 1 методом, ищем минимум функционала

$$\Phi_{2N} = \sum_{i=1}^N \{ [p_{ul}(T_0) + 2u_l(T_0)]^2 + [p_{vl}(T_0) + 2v_l(T_0)]^2 \}$$

как функцию от $p_{ul}(0) = A_l$, $p_{vl}(0) = B_l$.

Результат решения задачи при использовании метода Розенброка ($N = 16$, $h_T = 0,1$) показан на рис. 1, где изображена оптимальная по принципу максимума функция $g^0(T)$. Характерным является наличие скользящего режима на участке $1,1 \leq T \leq 1,5$ (функция управления меняет знак на каждом шаге по $T = h_T$). С физической точки зрения на этом участке действующая на электроны сила поля в среднем равна нулю, т. е. это область дрейфа электронов. Принцип же работы приведенной оптимальной схемы состоит в том, что сгруппированный в соответствии с (12) электронный поток отдает энергию полю на участке $0 \leq T \leq 1,1$ до того момента, когда в результате полной разгруппировки электронов этот процесс прекращается. Затем электроны попадают на участок дрейфа $1,1 < T < 1,5$, где происходит их перегруппировка и образование сгустка, противофазного первоначальному фазовому. Затем электроны вновь попадают под действие ВЧ-поля, противофазного полю на предыдущем участке, и отдают дополнительную энергию.

3. Прямой поиск оптимального управления

В соответствии с изложенной в п. 1 методикой построим приближенные $g^0(T)$ при условии, что эти функции должны быть непрерывными и иметь непрерывные производные. Используем все предложенные в п. 1 варианты, т. е. будем искать $g^0(T)$ в виде

а) разложения в конечный ряд по шаровым функциям с соответствующей нормировкой по T для выполнения условий ортогональности на интервале $0 \leq T \leq 1$ (для разложения используем полиномы с нечетным индексом $i = 1, 3, 5, 7$);

б) функции $g_4^0 = a_0 + a_1 T^{a_2} e^{a_3 T}$;

в) интерполяции в форме (5) при $g_0 = 0$ и $i = 5$.

Первые два варианта имеют одинаковую размерность $g_4^0(T)$; третий (более сильный) — на единицу большую: $g_5^0(T)$. В первом и третьем варианте $g^0(T) = 0$, т. е. имеется дополнительное условие.

Чтобы легче было сравнить все варианты в уравнениях (11), перейдем к нормированному к T_0 аргументу. В этом случае новые параметры уравнений записываются как $\bar{g}(T) = T_0 g^0(T)$; $\bar{\mu} = T_0 \mu$; $\bar{\Phi} = T_0 \Phi$, причем $0 \leq T \leq 1$. Вместе с поиском $g^0(T)$ определим оптимальные значения параметров $\bar{\mu}$ и $\bar{\Phi}$.

Применение метода Розенброка для поиска экстремума целевой функции вида (15) дало следующие результаты в приведенных трех случаях:

$$а) g_4^0(T) = 2,362T + 4,164T^3 - 1;$$

$$127T^5 - 3,006T^7; \bar{\mu} = 17,44; \bar{\Phi} = 8,32; I_{\min}(1) = 0,2;$$

$$б) g_4^0(T) = 0,201 + 0,57T^{0,683}e^{2,027}; \bar{\mu} = 15,678; \bar{\Phi} = 8,29;$$

$$I_{\min}(1) = 0,2;$$

$$в) g^0(0) = 0; g_0(0,2) = g_1 = 0,5865;$$

$$g^0(0,4) = g_2 = 1,177;$$

$$g^0(0,6) = g_3 = 2,099;$$

$$g^0(0,8) = g_4 = 2,7;$$

$$g^0(1) = g_5 = 3,2;$$

аналитическое выражение $g^0(T)$ через g_i дается формулой (5);

$$\bar{\mu} = 16,95; \bar{\Phi} = 8,375; I_{\min}(1) = 0,179.$$

Следует отметить, что скорость поиска экстремума оказывается наибольшей в случае интерполяции функции $g(T)$.

Обратим внимание на то, что функции в двух первых случаях различны, а I_{\min} одинаковы. Это говорит о неоднозначности условно-оптимального управления, что очевидно заранее.

Отметим, что во всех трех случаях функции распределения амплитуды ВЧ-поля имеют малую величину вначале и сильно возрастают к концу области взаимодействия, что отвечает представлениям о необходимости модуляции и группировки в слабом поле и отборе энергии в сильном для реализации высоких к. п. д. Заметим также, что значение поля в конце области взаимодействия слабо имеет влияние на к. п. д. Наиболее критичны значения поля в начале и в центре области взаимодействия, т. е. там, где формируется электронный сгусток.

4. Решение краевой задачи для строботрона бегущей волны с одновременной оптимизацией параметров

Используя работы [5, 6], можно получить следующие рабочие уравнения для выходного каскада строботрона бегущей волны с короткой волноводной системой, когда необходим учет взаимодействия электронного потока как с попутной, так и с встречной волнами:

$$\frac{du}{dT} = \frac{1}{2} \left\{ (A_a^+ - A_a^-) \sin \frac{T}{D} - (A_r^+ + A_r^-) \cos \frac{T}{D} \right\} + v [-\Phi + \mu (u_2 + v^2)];$$

$$\frac{dv}{dT} = \frac{1}{2} \left\{ (A_a^+ + A_a^-) \cos \frac{T}{D} + (A_r^+ - A_r^-) \sin \frac{T}{D} \right\} - u [-\Phi + \mu (u^2 + v^2)];$$

$$\frac{dA_a^+}{dT} = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(v \cos \frac{T}{D} + u \sin \frac{T}{D} \right) d\theta_0; \quad (17)$$

$$\frac{dA_a^-}{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(v \cos \frac{T}{D} - u \sin \frac{T}{D} \right) d\theta_0;$$

$$\frac{dA_r^+}{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(u \cos \frac{T}{D} - v \sin \frac{T}{D} \right) d\theta_0;$$

$$\frac{dA_r^-}{dT} = -\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(u \cos \frac{T}{D} + v \sin \frac{T}{D} \right) d\theta_0.$$

Здесь $T = 2\pi DN_g$; $N_g = \frac{z}{\lambda_g}$ — текущая электрическая длина в пространстве взаимодействия; $D = (\eta_0 \psi_x^2 I_0 / v_{II}^2 h^2 N_s)^{1/2} = (k_s I_0 / 4V_{II})^{1/2}$ — параметр связи; $k_s = 2\psi_x^2 / h^2 N_s$ — сопротивление связи на рабочем типе волны; ψ_x — значение E_x в плоскости электронных колебаний при $x = 0$; N_s — норма волны; $h = \omega / v_\phi$ — постоянная распространения; I_0 — ток пучка; $V_{II} = v_{II}^2 / 2\eta_0$;

$$\Phi = \frac{\omega_{e0} - \omega}{Dh v_{II}}; \quad \mu = \frac{3}{8} \epsilon a_0^2 \frac{\omega_{e0}}{Dh v_{II}}; \quad A^+ = A_a^+ + jA_r^+ -$$

нормированная комплексная амплитуда попутной волны; $\dot{A}^- = A_a^- + jA_r^-$ — нормированная комплексная амплитуда встречной волны ($|A^\pm| = N_s |E^\pm| / \psi_x^2 I_0$); θ_0 — входная фаза электрона; u, v — аналогичны введенным выше.

Граничные условия к системе (17) при отсутствии входных сигналов со стороны $T = 0$ и $T = T_0$ и однокаскадной предварительной модуляции электронного потока имеют вид

$$\begin{aligned} u(0) &= (1) \cos \theta(0), \quad v(0) = (1) \sin \theta(0); \\ \theta(0) &= \theta_0 - x \cos \theta_0 - \gamma; \end{aligned} \quad (18)$$

$$\dot{A}^+(0) = \dot{\Gamma}_1 \dot{A}^-(0), \quad \dot{A}^-(T_0) = \dot{\Gamma}_2 \dot{A}^+(T_0).$$

Здесь $\dot{\Gamma}_1, \dot{\Gamma}_2$ — коэффициенты отражения соответственно от левого конца области взаимодействия $T = 0$ и от первого $T = T_0$ в выходном каскаде.

Поперечный электронный к. п. д. такого прибора при полном отражении от левого конца ($|\dot{\Gamma}_1| = 1$) может быть выражен через введенные переменные следующим образом:

$$\eta_{\perp}(T_0) = \frac{1}{2} [|\dot{A}^+(T_0)|^2 - |\dot{\Gamma}_2 \dot{A}^+(T)|^2], \quad (19)$$

или

$$\eta_{\perp}(T_0) = \frac{1}{2} [(A_a^+(T_0))^2 + (A_r^+(T_0))^2 - (A_a^-(T_0))^2 - (A_r^-(T_0))^2]. \quad (20)$$

Если ставится задача оптимизации описанной схемы по к. п. д., то для ее решения следует максимизировать функционал (20), рассматривая его как функцию от $D, \Phi, T_0, x, \gamma, A_1, A_2$, где $A_1 = A_a^-(0), A_2 = A_r^-(0)$. Тем самым краевая задача (18) на каждом шаге решения сводится к задаче с начальными условиями. Из полученных значений $A_a^\pm(T), A_r^\pm(T)$ в оптимальном варианте путем сравнения (19) и (20) нетрудно определить величину $\dot{\Gamma}_2$, к которой относится оптимальное решение.

Если же требуется вместе с оптимизацией $\eta_{\perp}(T_0)$ найти решение для наперед заданного $\dot{\Gamma}_2$, следует максимизировать функционал вида

$$I(T_0) = \frac{1}{2} [|\dot{A}^+(T_0)|^2 - G |\dot{\Gamma}_2 \dot{A}^+(T_0) - \dot{A}^-(T_0)|^2], \quad (21)$$

где G — весовой множитель, например, $G = 10$.

Решение задачи первого рода при связи $\mu = \frac{3}{8} \frac{\epsilon a_0^2}{\beta_{11} D} = 2/D$ ($\beta_{11} = v_{\parallel}/c, c$ — скорость света) дало следующие результаты: $D_{\text{opt}} = 0,255; \Phi_{\text{opt}} = 3,67; X_{\text{opt}} = 2,214; \gamma_{\text{opt}} = 0,366; A_{1\text{opt}} = 0,32; A_{2\text{opt}} = -0,04; \eta_{\perp \text{max}}(T_0) = 0,844$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. С. Понтрягин, В. Г. Болтянский, Р. В. Гамкрелидзе, Е. Ф. Мищенко. Математическая теория оптимальных процессов. Изд-во «Наука», 1961.

2. В. А. Жураховский. Теория оптимального управления в приложении к электронным приборам СВЧ распределенным взаимодействием. «Радиотехника и электроника», 13, 5, 1968.

3. В. А. Жураховский, А. А. Кураев. К вопросу о приложении принципа максимума Л. С. Понтрягина к оптимизации гирорезонансных электронных приборов СВЧ. «Изв. вузов, Радиотехника», 13, 9, 1969.

4. Р. Беллман. Динамическое программирование. Изд-во иностр. лит., 1960.

5. А. А. Кураев, В. А. Степухович. К расчету каскадного строфотрона с различной неизохронностью электронных колебаний в каскадах. Сб. «Вопросы электронной техники», вып. 1. Саратов, Изд-во СГУ, 1967.

6. А. А. Кураев, В. А. Степухович. К теории регенеративного усиления в приборах с незамедленными волнами. «Радиотехника и электроника», 13, 10, 1968.