

РАДИОФИЗИКА

УДК 537.86

УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ГИРОТРОНА, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ СОЛЕНОИД В КАЧЕСТВЕ УПРАВЛЯЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА

© 2014 г.

*М.Ю. Глявин,^{1,2} Г.Ю. Голубятников,¹ А.С. Иванов,²
А.Г. Лучинин,¹ В.В. Матросов,² К.Г. Мишагин,^{2,3} М.В. Морозкин¹*

¹Институт прикладной физики РАН, Н. Новгород²Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского³ЗАО «Время-Ч», Н. Новгород

mishagin@vremya-ch.com

Поступила в редакцию 13.02.2014

Рассмотрен вопрос об использовании вспомогательного соленоида в качестве управляющего элемента в системе фазовой автоподстройки частоты для гиротрона. Исследована модель системы фазовой автоподстройки с учетом дополнительной инерционности в цепи управления, вносимой индуктивностью вспомогательного соленоида, проведен расчет области устойчивости. Представлена оценка величины индуктивности, которая может быть использована в будущем эксперименте.

Ключевые слова: гиротрон, синхронизация, фазовая автоподстройка частоты.

Введение

Гиротроны в настоящее время являются самыми мощными и эффективными источниками СВЧ-излучения миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Они нашли широчайшее применение в задачах прикладной и фундаментальной физики (нагрев плазмы и управление током в установках УТС, спектроскопия и диагностика различных сред, микроволновая обработка материалов) [1–3]. Тем не менее одним из факторов, ограничивающих область применения гиротронов, является относительно низкая стабильность частоты и, в ряде случаев, недостаточно узкий спектр генерируемого излучения. Решение проблемы стабилизации частоты и управления спектром излучения гиротронов откроет новые перспективы их использования для адаптивного подавления гидродинамических неустойчивостей в плазменных ловушках, в молекулярной и нелинейной спектроскопии, в частности при решении задачи обращения волнового фронта на резонансных переходах молекул в газах [4–6], а также для когерентного сложения мощностей гиротронов.

В известных на сегодняшний день экспериментах по стабилизации частоты гиротронов использовались схемы, в которых управление параметрами излучения осуществлялось за счет

изменения напряжения на одном из электродов магнетронно-инжекторной пушки (МИП) [7, 8]. При этом, например, в случае диодной МИП при управлении с помощью катодного напряжения необходимо за короткие характерные времена изменять параметры мощного высоковольтного источника, что увеличивает его стоимость и приводит к изменению мощности выходного излучения. В случае триодной МИП требуется дополнительный высоковольтный источник анодного напряжения, что неизбежно приводит к удорожанию и увеличению габаритов установки.

В данной работе предлагается метод стабилизации частоты гиротрона с помощью системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), в которой в качестве управляющего элемента используется дополнительная катушка подмагничивания, расположенная в области резонатора гиротрона. В отличие от описанных выше методов реализация стабилизации частоты гиротрона за счет использования в качестве управляющего элемента дополнительной катушки подмагничивания позволит существенно упростить и удешевить схему гиротрона со стабилизацией, поскольку для управления магнитным полем требуются маломощные компактные источники тока (10 А, 10 Вт). В перспективе система ФАПЧ может быть использована для взаимной

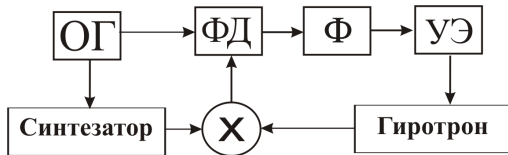


Рис. 1. Схема системы фазовой автоподстройки частоты гиротрона

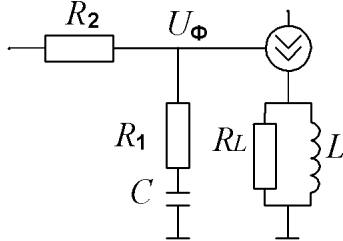


Рис. 2. Фильтр нижних частот и управляющий элемент в цепи обратной связи

синхронизации гиротронов и для решения задачи когерентного сложения мощностей гиротронов [9, 10].

Наличие в цепи обратной связи системы автоподстройки дополнительной инерционности, обусловленной индуктивностью соленоида, может стать причиной неустойчивости режима синхронизации. Кроме этого, дополнительная инерционность может привести к сужению частотной полосы пропускания петли ФАПЧ. Если ширина полосы пропускания окажется меньше характерной ширины спектра фазовых флуктуаций сигнала гиротрона, то система автоподстройки не будет успевать отслеживать и компенсировать эти флуктуации. В настоящей работе представлен расчет устойчивости модели системы ФАПЧ с учетом инерционности, вносимой соленоидом, дана оценка реализуемости рассматриваемого метода стабилизации частоты гиротрона.

Модель системы фазовой автоподстройки

Рассмотрим функциональную схему (рис. 1) системы ФАПЧ для гиротрона, которая включает: опорный ВЧ-генератор (кварцевый генератор), синтезатор частот, фазовый дискриминатор (с делителями или умножителями частоты, если они необходимы), фильтр нижних частот и управляющий элемент. На рис. 2 изображена схема фильтра нижних частот с эквивалентной схемой управляющего элемента на основе вспомогательного соленоида, расположенного в области резонатора гиротрона. В качестве фильтра нижних частот рассмотрим часто используемый пропорционально-интегрирующий фильтр. Ниже представлено математическое описание модели системы ФАПЧ для гиротрона.

Будем считать, что частота генерации гиротрона линейно зависит от электрического тока i_L , протекающего через вспомогательный соленоид:

$$\omega_{\Gamma}(t) = \omega_{\Gamma}^0 + S_L L i_L(t), \quad (1)$$

где ω_{Γ}^0 – частота генерации гиротрона в отсутствие внешнего управления, $S_L L$ – крутизна характеристики управляющего элемента, L – индуктивность соленоида. Согласно схеме на рис. 2, электрический ток в соленоиде i_L следующим образом связан с током $i(t)$, создаваемым источником тока, управляемым напряжением:

$$\frac{L}{R_L} \frac{di_L}{dt} + i_L = i(t), \quad (2)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{1 + T_L p} i(t). \quad (3)$$

В (3) представлено выражение, эквивалентное (2), записанное в операторном виде, $p = d/dt$, $T_L = L/R_L$. Предположим безынерционность и линейность преобразования напряжения на выходе фильтра $U_{\Phi}(t)$ в ток $i(t)$:

$$i(t) = S_i U_{\Phi}(t). \quad (4)$$

Напряжение на выходе пропорционально-интегрирующего фильтра связано с напряжением на выходе фазового дискриминатора $U_{\Phi Д}(t)$ следующим операторным выражением:

$$U_{\Phi}(t) = \frac{1 + T_1 p}{1 + (T_1 + T_2) p} U_{\Phi Д}(t). \quad (5)$$

В (5) $T_1 = R_1 C$, $T_2 = R_2 C$ согласно рис. 2.

Усредненное напряжение на выходе фазового дискриминатора зависит от разности фаз между сравниваемыми сигналами:

$$U_{\Phi Д} = E \cdot F\left(\varphi_{\text{ог}} - \frac{\varphi_{\Gamma}}{m}\right) = -E \cdot F\left(\frac{\varphi_{\Gamma}}{m} - \varphi_{\text{ог}}\right). \quad (6)$$

В (6) E – максимальное напряжение на выходе фазового дискриминатора, $F(\varphi)$ – нормированная характеристика фазового дискриминатора, φ_{Γ} – разность фаз СВЧ-сигнала гиротрона и сигнала синтезатора, m – коэффициент деления частоты сигнала с выхода смесителя, $\varphi_{\text{ог}}$ – фаза опорного сигнала с учетом возможных преобразований умножения или деления частоты. Большинство фазовых дискриминаторов можно описать с помощью функции $F(\varphi)$, которая обладает следующими свойствами: $F(\varphi) = -F(-\varphi)$, $F(\varphi) = F(\varphi + 2\pi)$, $F(\varphi)$ имеет единственный максимум на интервале $(0, \pi)$, равный 1.

Далее из обеих частей уравнения (1) вычтем частоту синтезатора, поделим обе части на коэффициент m и вычтем частоту опорного генератора на входе фазового дискриминатора (с учетом возможного преобразования частоты). В результате из (1) получится следующее уравнение, соответствующее базовой модели системы ФАПЧ [11]:

$$\frac{p\varphi}{\Omega} + K(p)F(\varphi) = \frac{\Delta\omega}{\Omega}, \quad (7)$$

где

$$\varphi = \frac{\varphi_{\Gamma}}{m} - \varphi_{\text{ог}}, \quad \Omega = \frac{S_L \cdot L \cdot S_i \cdot E}{m},$$

$$\Delta\omega = (\omega_{\Gamma}^0 - \omega_{\text{с}}) / (m - \omega_{\text{ог}}), \quad (8)$$

$$K(p) = \frac{1 + T_1 p}{1 + (T_1 + T_2)p} \cdot \frac{1}{1 + T_L p}. \quad (9)$$

Отметим, что Ω имеет смысл максимальной частотной расстройки, при которой возможен режим синхронизации, $\Delta\omega$ – относительная частотная расстройка, $\omega_{\text{с}}$ – частота сигнала синтезатора, $\omega_{\text{ог}}$ – частота опорного сигнала.

Наибольший интерес вызывает влияние индуктивности вспомогательного соленоида L на динамику системы ФАПЧ. Индуктивность входит не только в параметр T_L , характеризующий инерционность соленоида, но и в параметр Ω , соответствующий полосе удержания режима синхронизации. Перейдем к безразмерным параметрам и безразмерному времени, выделим явно параметр ε_L , характеризующий величину индуктивности:

$$\Omega_0 = \frac{S_L L_0 S_i E}{m}, \quad \Omega = \Omega_0 \frac{\varepsilon_L}{\varepsilon_{L0}}, \quad \varepsilon_L = \Omega_0 T_L, \quad (10)$$

$$\varepsilon_{L0} = \Omega_0 \frac{L_0}{R_L}, \quad \gamma = \frac{\Delta\omega}{\Omega_0}, \quad \tau = \Omega_0 t. \quad (11)$$

Величина L_0 играет роль некоторого опорного значения, относительно которого будем варьировать величину индуктивности L .

Будем считать, что параметры T_1 и T_2 пропорционально-интегрирующего фильтра связаны между собой: $T_1 = n(T_1 + T_2)$, где $0 \leq n < 1$. При таком соотношении и фиксированном n форма амплитудно-частотной характеристики фильтра не зависит от выбранной частоты среза. Инерционность фильтра будем характеризовать безразмерной величиной $\varepsilon = \Omega_0(T_1 + T_2)$.

Для представления модели в виде системы дифференциальных уравнений подставим (9) в (7) и учтем описанные выше замены параметров, в результате получим:

$$\dot{\varphi} = y, \quad \dot{y} = z,$$

$$\dot{z} = \frac{1}{\varepsilon \cdot \varepsilon_L} \left(\gamma - \frac{\varepsilon_L}{\varepsilon_{L0}} F(\varphi) - \right. \quad (12)$$

$$\left. - \left(1 + n\varepsilon \frac{\varepsilon_L}{\varepsilon_{L0}} F'(\varphi) \right) y - (\varepsilon + \varepsilon_L) z \right).$$

Таким образом, рассматриваемая модель соответствует системе ФАПЧ третьего порядка. Нелинейная динамика системы ФАПЧ третьего порядка достаточно подробно исследована в работе [11]. Кроме режимов синхронизации и

регулярных биений показана возможность реализации регулярного квазисинхронного режима, режима генерации хаотически модулированных колебаний, режима хаотических биений. В данной работе ограничимся расчетом области параметров, внутри которой существует режим синхронизации (область удержания), и области параметров, внутри которой режим синхронизации является единственным устойчивым режимом (область захвата).

Оценка реальных значений параметров модели

Перед расчетом устойчивости режима синхронизации попробуем оценить диапазон возможных значений параметров рассматриваемой модели.

Одной из ключевых характеристик для системы ФАПЧ, используемой с целью стабилизации частоты, является характерная ширина спектра фазовых флуктуаций подстраиваемого генератора ΔF , которая определяет необходимую полосу пропускания фильтра в петле автоподстройки $\Delta F_{\text{петли}}$. Пренебрежем инерционностью фильтра нижних частот, допустим, что инерционность петли обратной связи определяется индуктивностью управляющего элемента. Тогда полоса пропускания петли ФАПЧ может быть оценена следующим образом:

$$\Delta F_{\text{петли}} = \frac{1}{2\pi T_L} = \frac{R}{2\pi L}. \quad (13)$$

Другая важная характеристика для системы ФАПЧ – максимально возможный сдвиг частоты в системе автоподстройки, который в рассматриваемом случае пропорционален индуктивности:

$$\Delta F_{\text{уз}} = \frac{S_L S_i}{2\pi} E L. \quad (14)$$

Участниками настоящей работы была реализована схема модуляции частоты и мощности технологического образца гиротрона с помощью вспомогательного соленоида [12]. В реализованной схеме получена крутизна управляющего элемента 5 МГц/В при индуктивности катушки 0.1 мГн. Таким образом, получим, что $S_L S_i / 2\pi = 5 \cdot 10^{10}$ Гц/(В·Гн). Величина E в экспериментальной схеме равна 5 В.

Характеристики (13) и (14) показаны на рис. 3. Выберем в качестве опорного значения индуктивности значение L_0 в точке пересечения двух характеристик, в которой $\Delta F_{\text{петли}}$ и $\Delta F_{\text{уз}}$ совместно принимают максимальные значения. Используя известные из эксперимента значения, получим:

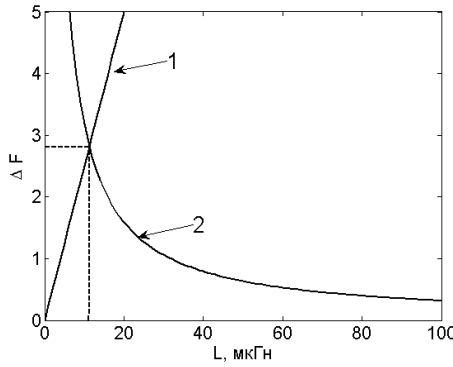


Рис. 3. Характеристика управляющего элемента – 1, полоса пропускания фильтра в петле ФАПЧ – 2

$$\Delta F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{S_L S_i E R} \approx 2.8 \text{ МГц},$$

$$L_0 = \sqrt{\frac{R}{S_L S_i E}} \approx 1.13 \cdot 10^{-5} \text{ Гн}, \quad (15)$$

$$\Omega_0 = \frac{2\pi \Delta F_0}{m}, \quad \varepsilon_0 = \frac{1}{m}. \quad (16)$$

В схеме системы ФАПЧ для гиротрона, реализованной в работе [12], использовался делитель частоты с коэффициентом деления, равным 10. В дальнейших расчетах будем полагать $m = 10$.

Линейный анализ устойчивости режима синхронизации

Режиму синхронизации системы ФАПЧ отвечает устойчивое состояние равновесия соответствующей модели. Координаты состояний равновесия системы (12) определяются уравнением:

$$F(\varphi) = \gamma \frac{\varepsilon_{L0}}{\varepsilon_L}. \quad (17)$$

В силу ограниченности функции $F(\varphi)$ состояние равновесия существует, если $|\gamma| \leq \varepsilon_L/\varepsilon_0$. Пусть это условие выполняется, тогда линеаризуем систему (12) в окрестности состояния равновесия с координатами $(\varphi_1, 0, 0)$. Используя критерий Рауса–Гурвица, получим условие устойчивости:

$$\varepsilon \frac{S_F}{\varepsilon_{L0}} (n-1) \varepsilon_L^2 + \left(1 + n \varepsilon^2 \frac{S_F}{\varepsilon_{L0}} \right) \varepsilon_L + \varepsilon > 0, \quad (18)$$

$$S_F = F'(\varphi_1) > 0.$$

Отметим, что для устойчивости рассматриваемого состояния равновесия величины ε , ε_0 должны быть положительными, при этом они физически не могут быть отрицательными. Величина ε_L также должна быть положительной. Тогда второе состояние равновесия с координатами $(\varphi_2, 0, 0)$ является седловым. Таким образом, режиму синхронизации соответствует состоя-

ние равновесия $(\varphi_1, 0, 0)$, если выполнены условия (18).

Для простоты анализа предположим, что S_F не зависит от параметра ε_L , т.е. функция $F(\varphi)$ имеет линейный участок с положительным наклоном. Рассмотрим частный случай $n = 0$, тогда из первого условия в (18) получим:

$$\varepsilon_L < \frac{\varepsilon_{L0}}{2\varepsilon S_F} \left(1 + \sqrt{1 + 4 \frac{\varepsilon^2}{\varepsilon_{L0}} S_F} \right). \quad (19)$$

Учитывая сделанную выше оценку параметров, будем полагать, что нас интересует окрестность значений $\varepsilon_L \approx 0.1$. Если допустить, что полоса пропускания фильтра нижних частот составляет 1 МГц, то $\varepsilon = 0.25$. Нетрудно убедиться в том, что для $\varepsilon_L = 0.1$, $\varepsilon = 0.25$ неравенство (19) выполняется. С использованием численного анализа показано, что условие локальной устойчивости также выполняется для данных значений при $n > 0$.

Численный расчет области синхронизации

Представленный выше расчет характеризует лишь область параметров, где режим синхронизации локально устойчив. Для нахождения области параметров, внутри которой синхронизация установится при любых начальных условиях (область захвата), требуется анализ всего фазового пространства системы (12). Проведем такой анализ с помощью качественно-численных методов, опираясь на известные данные о динамике системы ФАПЧ третьего порядка [11].

В результате качественно-численного исследования получено разбиение плоскости параметров (ε_L, γ) на области с различной динамикой (рис. 4). На рис. 4 выделена область **S**, которая соответствует искомой области гарантированного установления режима синхронизации. Область **S** отделена от области **S/B** кривой L_0 , соответствующей бифуркации петли сепаратрис седла. Область **S/B** является бистабильной, вместе с режимом синхронизации возможен режим биений. Граница L_{SB} соответствует седло-узловой бифуркации, выше нее синхронный режим невозможен. Область **S** ограничена справа кривой L_{SQ} , соответствующей бифуркации Андронова–Хопфа. При переходе из области **S** в область **Q** из состояния равновесия, которое отвечало синхронному режиму, мягко рождается устойчивый предельный цикл, в петле автоподстройки возникают автоколебания. Данный режим характеризуется как квазисинхронный или автомодуляционный. В области **Q/B** наряду с квазисинхронным режимом возможен режим биений.

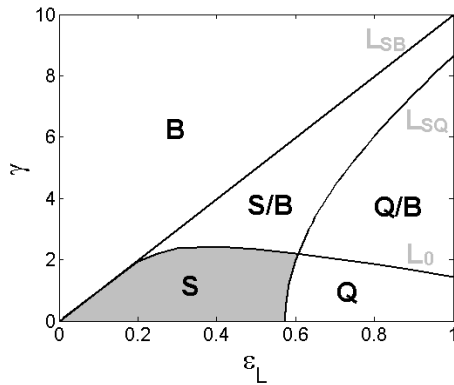


Рис. 4. Динамические режимы системы автоподстройки в плоскости параметров (ϵ_L, γ) , ϵ_L характеризует инерционность соленоида, γ – относительная частотная расстройка

Отметим, что при $\epsilon_L = \epsilon_0 = 0.1$ режим синхронизации если существует, то является единственным устойчивым режимом (полоса захвата в режим синхронизации равняется полосе удержания). Также отметим, что индуктивность, используемая в эксперименте по модуляции частоты и мощности гиротрона в работе [12], слишком велика для применения в петле ФАПЧ: при значении $L = 0.1$ мГн величина $\epsilon_L = \pi/2$. Таким образом, даже при достаточно малой отстройке по частоте режим синхронизации неустойчив, реализуется квазисинхронный режим.

Выводы

Рассмотрена модель системы фазовой автоподстройки частоты для гиротрона с использованием вспомогательного соленоида в качестве управляющего элемента. Особенность модели заключается в связи параметра инерционности в цепи обратной связи с параметром, отвечающим за крутизну управляющего элемента. В результате такой связи можно оценить значение индуктивности L_0 (15), при котором полоса пропускания и полоса удержания системы ФАПЧ совпадают. С учетом известных экспериментальных данных представлена оценка ширины спектра сигнала гиротрона (предполагается, что уширение линии связано с фазовыми флуктуациями), которая может быть эффективно сужена с помощью системы ФАПЧ, использующей вспомогательный соленоид. Полученная ширина спектра составляет величину порядка $\Delta F_0 \sim 2.8$ МГц. Эта величина может быть больше, если применить в управляющем элементе источник с большим динамическим диапазоном выходного тока. Показано, что при индуктивности L_0 система ФАПЧ будет находиться в режиме гарантированного установления режима синхронизации. Хотя представленная

модель имеет ряд упрощений, главное из которых заключается в том, что не учтена возможная задержка в цепи управления, тем не менее полученные результаты дают основание для экспериментальной проверки эффекта синхронизации гиротрона с помощью системы ФАПЧ, включающей вспомогательный соленоид в качестве управляющего элемента.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 13-08-00844 А.

Список литературы

1. Thumm M. State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers. Update 2012. KIT Scientific Reports 7641. KIT Scientific publishing, 2012. 133 p.
2. Litvak A.G., Denisov G.G., Myasnikov V.E. et al. Development in Russia of megawatt power gyrotrons for fusion // J. IRMM & THz Waves. 2011. V. 32. № 3. P. 337.
3. Bratman V.L., Glyavin M.Yu., Kalynov Yu.K. et al. Terahertz gyrotrons at IAP RAS: status and new designs // J. IRMM & THz Waves. 2011. V. 32. № 3. P. 371.
4. Gantenbein G., Zohm H., Giruzzi G. et al. Complete suppression of neoclassical tearing modes with current drive at the electron-cyclotron-resonance frequency in ASDEX upgrade Tokamak // Phys. Rev. Lett. 2000. V. 85. № 6. P. 1242.
5. Nanni E.A., Barnes A.B., Griffin R.G., Temkin R.J. THz dynamic nuclear polarization NMR // IEEE Trans. THz Science and Technology. 2011. V. 1. № 1. P. 145.
6. Богатов Н.А., Гитлин М.С., Голубев С.В. Нелинейная высокочастотная восприимчивость фотоионизированной плазмы и вырожденное четырехволновое смещение в ней миллиметрового излучения // Письма в ЖТФ. 1992. Т. 18. В. 22. С. 89.
7. Idehara T., Mitsudo S., Ogawa I. Development of high-frequency, highly stable gyrotrons as millimeter to submillimeter wave radiation sources // IEEE Transactions on Plasma Science. 2004. V. 32. № 3. P. 910.
8. Голубятников Г.Ю., Крупнов А.Ф., Лубяко Л.В. и др. Прецизионное управление частотой гиротрона с помощью фазовой автоподстройки частоты // Письма в ЖТФ. 2006. Т. 32. В. 15. С. 13.
9. Мишагин К.Г., Шалфеев В.Д. Управление градиентными фазовыми распределениями в модели активной антенной решетки с локальными связями между элементами // Письма в ЖТФ. 2006. Т. 32. В. 23. С. 32.
10. Мишагин К.Г., Шалфеев В.Д., Пономаренко В.П. Нелинейная динамика систем фазирования в антенных решетках: Учебное пособие. Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2007. 188 с.
11. Матросов В.В., Шалфеев В.Д. Динамический хаос в фазовых системах. Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2007. 258 с.
12. Глявин М.Ю. и др. Метод управления частотой излучения технологического гиротрона // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013), 8–13 сентября 2013 г.

STABILITY OF A GYROTRON PHASE-LOCKED LOOP WITH AN AUXILIARY SOLENOID CONTROL ELEMENT

M.Yu. Glyavin, G.Yu. Golubyatnikov, A.S. Ivanov, A.G. Luchinin, V.V. Matrosov, K.G. Mishagin, M.V. Morozkin

The use of an auxiliary solenoid control element in a gyrotron phase locked loop (PLL) system is considered. The PLL model is studied taking into account the additional inertia introduced into the control circuit by the solenoid inductance. The stability domain is calculated. An estimate is given of the inductance value to be used in a new experiment.

Keywords: gyrotron, synchronization, phase-locked loop.

References

1. Thumm M. State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers. Update 2012. KIT Scientific Reports 7641. KIT Scientific publishing, 2012. 133 p.
2. Litvak A.G., Denisov G.G., Myasnikov V.E. et al. Development in Russia of megawatt power gyrotrons for fusion // J. IRMM & THz Waves. 2011. V. 32. № 3. P. 337.
3. Bratman V.L., Glyavin M.Yu., Kalynov Yu.K. et al. Terahertz gyrotrons at IAP RAS: status and new designs // J. IRMM & THz Waves. 2011. V. 32. № 3. P. 371.
4. Gantenbein G., Zohm H., Giruzzi G. et al. Complete suppression of neoclassical tearing modes with current drive at the electron-cyclotron-resonance frequency in ASDEX upgrade Tokamak // Phys. Rev. Lett. 2000. V. 85. № 6. P. 1242.
5. Nanni E.A., Barnes A.B., Griffin R.G., Temkin R.J. THz dynamic nuclear polarization NMR // IEEE Trans. THz Science and Technology. 2011. V. 1. № 1. P. 145.
6. Bogatov N.A., Gitlin M.S., Golubev S.V. Nelinejnaya vysokochastotnaya vospriimchivost' fotoionizirovannoj plazmy i vyrozhdennoe chetyrekhvolnovoe smeshchenie v nej millimetrovogo izlucheniya // Pis'ma v ZHTF. 1992. T. 18. V. 22. S. 89.
7. Idehara T., Mitsudo S., Ogawa I. Development of high-frequency, highly stable gyrotrons as millimeter to submillimeter wave radiation sources // IEEE Transactions on Plasma Science. 2004. V. 32. № 3. P. 910.
8. Golubyatnikov G.YU., Krupnov A.F., Lubyako L.V. i dr. Precizionnoe upravlenie chastotoj girotrona s pomoshch'yu fazovoj avtopodstrojki chastoty // Pis'ma v ZHTF. 2006. T. 32. V. 15. S. 13.
9. Mishagin K.G., Shalfeev V.D. Upravlenie gradientnymi fazovymi raspredeleniyami v modeli aktivnoj antennoj reshetki s lokal'nymi svyazyami mezhdru ehlementami // Pis'ma v ZHTF. 2006. T. 32. V. 23. S. 32.
10. Mishagin K.G., Shalfeev V.D., Ponomarenko V.P. Nelinejnaya dinamika sistem fazirovaniya v antennoj reshetkah: Uchebnoe posobie. N. Novgorod: Izd-vo NNGU, 2007. 188 s.
11. Matrosov V.V., Shalfeev V.D. Dinamicheskij kaos v fazovyh sistemah. N. Novgorod: Izd-vo NNGU, 2007. 258 s.
12. Glyavin M.YU. i dr. Metod upravleniya chastotoj izlucheniya tekhnologicheskogo girotrona // 23-ya Mezhdunarodnaya Krymskaya konferenciya «SVCh-tehnika i telekommunikacionnye tekhnologii» (KryMiKo'2013), 8–13 sentyabrya 2013 g.