

# Вестник МОСКОВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

№ 3 — 1963

Ю. М. ТРИФОНОВ

## О СИНХРОНИЗАЦИИ ГЕНЕРАТОРА СВЧ, РАБОТАЮЩЕГО НА ПЕРЕДАЮЩИЙ ТРАКТ, СОДЕРЖАЩИЙ ОТРАЖАЮЩИЕ НЕОДНОРОДНОСТИ

Исследована зависимость ширины полосы синхронизации генератора от модуля и фазы коэффициента отражения нерезонансной неоднородности. Показано, что введение в передающий тракт нерезонансной неоднородности позволяет увеличить полосу синхронизации генератора в несколько раз без существенного уменьшения выходной мощности.

### Введение

В настоящее время подробно исследован случай синхронизации генератора СВЧ, работающего на согласованный передающий тракт. Однако вопрос о влиянии отражающих неоднородностей в передающем тракте на работу синхронизованного генератора изучен недостаточно.

Так, в работе [1] проведено исследование синхронизованного магнетрона, нагруженного на несогласованный тракт, для случая, когда синхронизирующий сигнал подводится к генератору по участкам тракта, не содержащим отражающих неоднородностей. Работа [2] посвящена исследованию синхронизации внешним сигналом магнетрона, нагруженного на дополнительный колебательный контур. Под дополнительным контуром понимается полость, ограниченная выводом энергии генератора, стенками тройника, закорачивающим поршнем на одном плече тройника и диафрагмой на другом. Эквивалентная схема этой полости представлена колебательным контуром с сосредоточенными постоянными. В настоящей работе при исследовании синхронизации внешним сигналом генератора, нагруженного на несогласованный передающий тракт, для характеристики неоднородностей использованы модуль и фаза коэффициента отражения. Так как эти величины легко измеряемы, то все выводы теории поддаются экспериментальной проверке.

### Вывод укороченных уравнений

Основные допущения: а) колебательная система генератора представляет собой эквивалентный колебательный контур с сосредоточенными постоянными, б) несогласованный волноводный тракт представляет собой длинную линию с введенным в нее отражающим элементом.

Укороченные уравнения будут получены для индуктивной связи колебательного контура генератора с волноводом (рис. 1). Не представляет труда аналогичным образом получить уравнения для других видов связи.

Предполагается, что в выводе энергии и передающей линии нет активных потерь. Входное сопротивление линии представляет собой отношение напряжения к току на клеммах линии

$$z_{\text{вх}} = \frac{V + V_1 + V_2}{i + i_1 + i_2},$$

где  $V, V_1, V_2$  и  $i, i_1, i_2$  — напряжения и токи синхронизирующего, излученного в линию и отраженного от неоднородности сигналов соответственно.

Синхронизирующий сигнал, распространяющийся в отрезке передающей линии, заключенном между выводом энергии и неоднородностью, представим выражением

$$V = V_0 q e^{j(\omega t + \gamma x)}, \quad (1)$$

где  $q = q_0 e^{-j\varepsilon}$  — коэффициент прохождения,  $\gamma$  — постоянная распространения в линии,  $\rho$  — частота синхронизирующего сигнала.

Переменная  $x$  отсчитывается от начала линии. В гармоническом приближении можем записать

$$V_1 = V_{10} e^{j(\omega t - \gamma x - \varepsilon - \varphi_1)} \text{ и } V_2 = k V_{10} e^{j[\omega t + \gamma(x-2l) - \varepsilon - \varphi_1]},$$

где  $k = k_0 e^{-j\psi_0}$  — коэффициент отражения от неоднородности,  $l$  — расстояние от начала линии до неоднородности,  $\varphi_1$  — разность фаз между синхронизирующим и излученным сигналами при  $x = 0$ .

Для I и II контуров (см. рис. 1) запишем

$$u + r i_k + L \frac{d i_k}{dt} + M \frac{d i'}{dt} = 0, \quad (2)$$

$$V + V_1 + V_2 + M \frac{d i_k}{dt} + L_1 \frac{d i'}{dt} + \frac{1}{c_1} \int i' dt = 0. \quad (3)$$

Здесь  $u$  — потенциал емкости контура,  $i_k = i_n + C \frac{du}{dt}$ .

Для передающей линии справедливо соотношение

$$i' = i + i_1 + i_2 = \frac{1}{z_0} (-V + V_1 - V_2), \quad (4)$$

где  $z_0$  — волновое сопротивление линии. В выводах энергии величина емкости  $c$  подобрана таким образом, чтобы  $L_1 \frac{d i'}{dt} \approx -\frac{1}{c_1} \int i' dt$ .

С учетом сделанного замечания (3) перепишем в виде

$$q_0 V_0 e^{j(\rho t - \varepsilon)} + V_{10} e^{j(\omega t - \varepsilon - \varphi_1)} + k_0 V_{10} \left( t - \frac{2l}{v} \right) e^{j(\omega t - \psi - \varepsilon - \varphi_1)} + M \frac{d i_k}{dt} = 0, \quad (5)$$

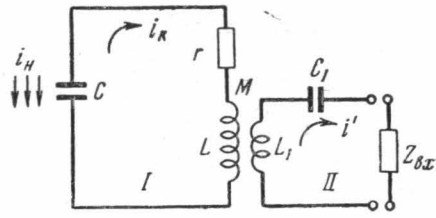


Рис. 1. Эквивалентная схема генератора. I — колебательный контур генератора, II — контур, составленный из параметров вывода энергии и входного сопротивления линии.  $L, C$  и  $r$  — параметры колебательного контура,  $L_1$  и  $C_1$  — параметры вывода энергии,  $Z_{\text{вх}}$  — входное сопротивление длинной линии,  $M$  — взаимная индукция,  $i_n$  — наведенный ток,  $i_k$  — полный ток в контуре генератора,  $i'$  — ток в выводе энергии

где  $v$  — фазовая скорость распространения волны в линии передачи,  $\psi = 2l\gamma + \psi_0$ .

Учет влияния запаздывания отраженной волны на процесс установления колебаний является трудной задачей. Мы значительно упростим ее, предположив, что за время  $2l/v$  амплитуда колебаний  $V_{10}$  и фаза  $\varphi_1$  изменяются незначительно. Так как скорость измерения амплитуды и фазы колебаний в генераторе порядка скорости затухания свободных колебаний в контуре генератора, то такое упрощение возможно при

$$\frac{2l}{v} \delta = \frac{2\pi}{Q_H} \cdot \frac{l}{\lambda} \ll 1, \quad (6)$$

где  $Q_H$  — нагруженная добротность контура,  $\lambda$  — длина волны в линии,  $\delta$  — декрамент затухания контура. При выполнении (6) из (5) получим

$$V_1 = \frac{M \frac{di_k}{dk} + V}{1 + k_0 e^{-j\psi}}. \quad (7)$$

Подставляя (7) в (4) и (4) в (2), пренебрегая падением напряжения на активном  $r$  и вносимом сопротивлении, обусловленным протеканием наведенного тока, и переходя к безразмерной переменной  $\tau = \omega_0 t$ , где  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , получим

$$\ddot{u} + \frac{1}{Q_0} \dot{u} - \frac{1}{Q_{BH}} \cdot \frac{1 - k_0 e^{j\psi}}{1 + k_0 e^{-j\psi}} \ddot{u} + \rho \frac{di_k}{d\tau} + u = \frac{2\beta}{1 + k_0 e^{-j\psi}} \cdot \frac{dV}{d\tau}, \quad (8)$$

где  $Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r}$  — собственная добротность контура,

$Q_{BH} = \frac{z_0 L}{M^2 \omega_0}$  — добротность, обусловленная сопротивлением, вносимым в

контур линией,  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  — волновое сопротивление контура,  $\beta = \frac{\omega_0 M}{z_0}$  — коэффициент пересчета напряжения из линии в контур. При составлении (8) мы пренебрегли членом порядка  $\frac{dk}{dt} = \frac{dk}{d\omega} \cdot \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2}$ , что справедливо в рамках гармонического приближения.

Решение (8) запишем в виде

$$u = \operatorname{Re} A e^{j \left( \frac{p}{\omega_0} \tau - \varepsilon - \varphi \right)}. \quad (9)$$

Тогда наведенный ток можно представить в форме

$$i_H = - \operatorname{Re} i_0 e^{j \left( \frac{p}{\omega_0} \tau - \varepsilon - \varphi - \theta \right)}. \quad (10)$$

Здесь  $A$  — амплитуда колебаний потенциала конденсатора,  $\varphi$  — разность фаз между внешним сигналом на входе передающей линии и колебаниями потенциала конденсатора,  $i_0$  — амплитуда наведенного тока,  $\pi + \theta$  — фазовый сдвиг между наведенным током и напряжением на конденсаторе. Подставляя (1), (9) и (10) в (8), пренебрегая членами второго порядка малости относительно параметра  $\frac{1}{Q_H}$ , ограничиваясь

случаем отражающего элемента без активных потерь, так что  $q = \sqrt{1 - k_0^2}$ , получим укороченные уравнения вида

$$A = \frac{1}{2Q_H} A + \rho \frac{i_0}{2} \cos \theta + \beta V_0 \sqrt{\frac{1 - k_0^2}{1 + 2k_0 \cos \psi + k_0^2}} \cos(\varphi + \varphi_0), \quad (11)$$

$$\dot{\varphi} = \frac{P - \omega_0}{\omega_0} + \frac{1}{Q_H} \cdot \frac{k_0 \sin \psi}{1 + 2k_0 \cos \psi + k_0^2} + \rho \frac{i_0}{2A} \sin \theta - \frac{V_0 \beta}{A} \sqrt{\frac{1 - k_0^2}{1 + 2k_0 \cos \psi + k_0^2}} \sin(\varphi + \varphi_0), \quad (12)$$

где

$$\frac{1}{Q_H} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{BH}} \cdot \frac{1 - k_0^2}{1 + 2k_0 \cos \psi + k_0^2},$$

$$\varphi_0 = \arctg \frac{k_0 \sin \psi}{1 + k_0 \sin \psi}.$$

Уравнения (11) и (12) описывают колебания внутри резонаторной системы генератора. Амплитуда колебаний, излученных в линию, определяется соотношением

$$V_{10} = M_0 \frac{MC\omega_0^2 u - V}{1 + k}. \quad (13)$$

Амплитуда сигнала, распространяющегося за неоднородностью в сторону нагрузки, представляется выражением

$$V_n = M_0 \left( \frac{MC\omega_0^2 u - V}{1 + k} q + kV \right). \quad (14)$$

В крайних случаях, т. е. при  $V_0 = 0$  и  $k = 0$ , (11), (12), (13) и (14) переходят в известные соотношения для автономного генератора и генератора, синхронизированного внешним сигналом и работающего на согласованный тракт.

### Влияние нерезонансной неоднородности на величину полосы синхронизации

Уравнение (12) запишем в виде

$$f - f_1 = \frac{V_0 \beta f_0}{A} \sqrt{\frac{1 - k_0^2}{1 + 2k_0 \cos \psi + k_0^2}} \sin(\varphi + \varphi_0), \quad (15)$$

где

$$f_1 = f_0 - \frac{f_0}{Q_H} \frac{k_0 \sin \psi}{1 + 2k_0 \cos \psi + k_0^2} - \frac{\rho f_0 i_0}{2A} \sin \theta$$

парциальная частота генератора. Ограничимся случаем малой внешней силы. Небольшое изменение потенциала емкости не может вызвать сильного изменения парциальной частоты, благодаря чему  $f_1$  в полосе синхронизации можно считать постоянной. При малых внешних силах выход генератора из синхронизации обусловлен нарушением устойчивости по фазе [3]. Область устойчивости по фазе определяется неравен-

ством  $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi + \varphi_0 \leq \frac{\pi}{2}$ . Ширина полосы синхронизации представляется выражением

$$\Delta f = \frac{2V_0 \beta f_0}{A} \sqrt{\frac{1 - k_0^2}{1 + 2k_0 \cos \psi + k_0^2}} \quad (16)$$

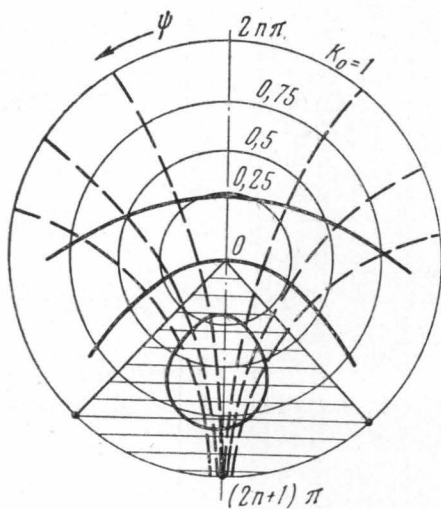


Рис. 2. Схематическое изображение диаграммы нагрузочных характеристик магнетрона. — линии равной мощности, --- линии равной частоты, заштрихованная площадь — область неустойчивой работы, незаштрихованная — устойчивой

Из (16) следует, что наибольшая полоса синхронизации соответствует значениям  $\psi = (2n + 1)\pi$ , где  $n = 0, 1, 2, 3$  — целые числа, наименьшая —  $\psi = 2n\pi$ . Полученные для магнетрона данные удобно интерпретировать на нагрузочных диаграммах. На рис. 2 схематически изображена нагрузочная диаграмма магнетрона, из которой можно видеть, что наименьшая полоса синхронизации соответствует значениям  $\psi$ , лежащим в середине области устойчивой работы генератора, наибольшая — значениям, лежащим в середине области неустойчивой работы. Часто бывает желательным по нагрузочным характеристикам генератора оценить полосу синхронизации. Для малых синхронизирующих сигналов такую оценку нетрудно провести. В этом случае амплитуду потенциала емкости можно считать такой же, как в автономном генераторе.

Из (14), полагая  $V_0 = 0$ , можно получить

$$A = \sqrt{2Q_{\text{вн}} P \frac{(1 + 2k_0 \sin \psi + k_0^2) P}{1 - k_0^2}}, \quad (17)$$

где  $P$  — выходная мощность генератора. Подставляя (17) в (16), полагая

$$\psi = (2n + 1)\pi, \quad V_0 = \sqrt{2z_0 P_0} \quad \text{и} \quad \beta = \sqrt{\frac{P}{z_0 Q_{\text{вн}}}},$$

где  $P_0$  — мощность синхронизирующего сигнала, придем к следующему выражению для полосы синхронизации:

$$\Delta f = 2f_0 \sqrt{\frac{P_0}{P}} \cdot \frac{1}{Q_{\text{вн}}} m. \quad (18)$$

Здесь  $m = \frac{1+K_0}{1-K_0}$  — коэффициенты стоячей волны по напряжению.

Как видно из (18), внесение нерезонансной неоднородности в передающий тракт с соответствующей фазой коэффициента отражения приводит к уменьшению вносимой добротности контура генератора в  $m$  раз и к увеличению во столько же раз ширины полосы синхронизации. Отметим, что этот вывод справедлив для случая малого синхронизирующего

шего сигнала. На рис. 3 и 4 приведены зависимости выходной мощности и полосы синхронизации для магнетронов типа 725 А и 2G 41. Кривые мощности, изображенные на рисунках, являются экспериментальными и строились при помощи диаграмм нагрузочных характеристик, проведенных в [4]. Зависимость полосы синхронизации от модуля КСВ строилась при помощи (18). Мощность синхронизирующего сигнала принималась равной 0,1 мощности автономного генератора, работаю-

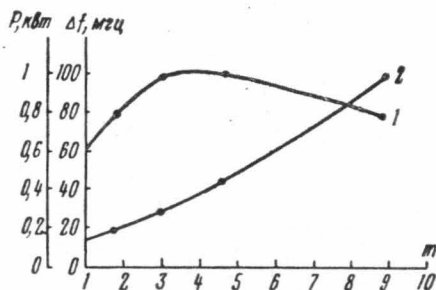


Рис. 3. Зависимость  $P$  и  $\Delta f$  от  $m$  для магнетрона 725А  $B = 5500$  гс, ток в импульсе  $I_0 = 10$  а,  $f_0 = 9400$  мГц, 1 и 2 — кривые мощности и ширины полосы синхронизации

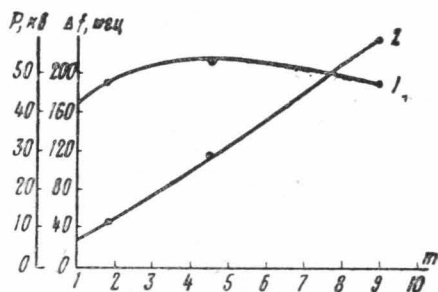


Рис. 4. Зависимость  $P$  и  $\Delta f$  от  $m$  для магнетрона 2G41  $B = 1800$  гс, ток в импульсе  $I_0 = 10$  а,  $f_0 = 9300$  мГц, 1 и 2 — кривые мощности и ширины полосы синхронизации

щего на согласованный тракт. Из рисунков видно, что сильный рост величины полосы синхронизации магнетронов с увеличением модуля коэффициента отражения от неоднородности сопровождается небольшим изменением выходной мощности.

### Выводы

Получены укороченные уравнения для синхронизированного внешним сигналом генератора СВЧ, работающего на передающий тракт, содержащий отражающие неоднородности. Результаты теоретического исследования такого генератора, проведенного на основе предложенных уравнений, могут быть проверены экспериментально.

Показано, что введение в передающий тракт нерезонансной неоднородности с определенной фазой коэффициента отражения позволяет увеличить ширину полосы синхронизации магнетронов в несколько раз без существенного уменьшения выходной мощности.

Автор благодарен И. И. Минаковой за ценные советы и обсуждение результатов работы.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Лемзаль Ю. Р., Минакова И. И., Савельева З. И. «Вестн. Моск. ун-та», сер. мех., мат., астроном., физ., химии, № 3, 1959.
2. Савельева З. И. «Вестн. Моск. ун-та», сер. физики, астрономии, № 1, 1960.
3. Теодорчик К. Ф. Автоколебательные системы. ГТТИ, М., 1952.
4. Магнетроны сантиметрового диапазона, т. II. «Советское радио», М., 1951.

Поступила в редакцию  
28. 6 1962 г.

Кафедра  
теории колебаний