

УДК 621.384.62

М. Л. МОВСИСЯН

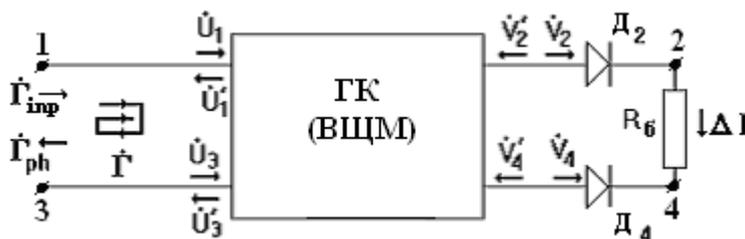
ФАЗОМЕТР ДЛЯ КОНТРОЛЯ РЕЖИМОВ СИСТЕМЫ СВЧ-ПИТАНИЯ  
 ЛИНЕЙНОГО УСКОРИТЕЛЯ ЭЛЕКТРОНОВ

Анализируются погрешности фазометра для контроля режимов системы СВЧ-питания линейного ускорителя электронов (ЛУЭ-20) – драйвера терагерцового лазера на свободных электронах. Высокое разрешение измеряемого сдвига фаз получается переносом измерений в область длин волн, соответствующих высоким гармоникам основной частоты. Приводится обоснование предложенных технических решений.

В ЕрФИ разрабатывается концептуальный проект лазера на свободных электронах (ЛСЭ) на базе линейного ускорителя электронов ЛУЭ-20 [1]. Для контроля режима работы системы СВЧ-питания ускорителя планируется использовать фазометр с высоким разрешением.

**Структурная схема фазометра.** Прибор предназначен для измерения нестабильности разности фаз между двумя когерентными СВЧ-импульсными сигналами на рабочей частоте 2796,6 МГц. Фазометр должен измерить фазовый джиттер как в течение импульса ( $1 \div 10$  нс), так и от импульса к импульсу ( $1 \div 100$  Гц). То есть прямое использование промышленных фазометров [2, 3] невозможно.

Обобщенная структурная схема фазометра с использованием гибридного кольца (ГК) или трехдецибелного волноводного щелевого моста (ВЩМ) [4] приведена на рисунке.



Обобщенная структурная схема фазометра.

СВЧ-колебания, поступающие на входы 1 и 3, имеют вид

$$u_1(t) = U_1 \exp(i\omega t), \quad u_3(t) = U_3 \exp[i\omega t + \theta_x(t)],$$

где  $U_1$  – амплитуда колебания в опорном канале,  $U_3$  – то же в измерительном плече,  $\theta_x(t)$  – подлежащий определению сдвиг фазы между колебаниями на входах первого и второго каналов.

Разность токов диодов  $D_2$  и  $D_4$  при условии идентичности их ВАХ и идеальности ГК (ВМЦ) будет

$$\Delta I \approx 2U_1U_3 \cos(\theta_x - \theta_{ph}), \quad (1)$$

где  $\theta_{ph}$  – фазовый сдвиг, вносимый фазовращателем.

Таким образом, измерение  $\theta_x$  сводится к определению  $\theta_{ph}$ , когда

$$\Delta I = 0 \quad \text{или} \quad \theta_x - \theta_{ph} = (2n + 1)\pi / 2. \quad (2)$$

Следует учитывать также знак крутизны ( $dI / d\theta_x$ ) во избежание  $\pi/2$ -кратностей.

#### Анализ погрешностей.

*Погрешности, обусловленные неидеальностью ГК.* Будем полагать, что диоды  $D_2$  и  $D_4$  (см. рисунок) абсолютно идентичны, а их ВАХ квадратичны. Формула (1) соответствует идеальному ГК, которое описывается следующей матрицей рассеяния [5, 6] :

$$|S_{id}| = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Матрица, описывающая реальное гибридное кольцо, имеет вид

$$|\dot{S}_r| = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{vmatrix}, \quad (4)$$

где  $\dot{S}_r$  и  $S_{ij}$  – комплексные величины.

Комплексные амплитуды входных и выходных сигналов связаны соотношением

$$\begin{vmatrix} \dot{U}'_1 \\ \dot{V}'_2 \\ \dot{U}'_3 \\ \dot{V}'_4 \end{vmatrix} = |\dot{S}_r| \cdot \begin{vmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{V}_2 \\ \dot{U}_3 \\ \dot{V}_4 \end{vmatrix}. \quad (5)$$

Если обозначим коэффициенты отражения от диодов  $D_2$  и  $D_4$  через  $\dot{\Gamma}_2$  и  $\dot{\Gamma}_4$  соответственно, то можем записать

$$\dot{V}'_2 = \dot{\Gamma}_2 \dot{V}_2, \quad \dot{V}'_4 = \dot{\Gamma}_4 \dot{V}_4. \quad (6)$$

Тогда, из уравнений (5) и (6) находим, что

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= -A\dot{U}_1 \exp i\varphi_A - B\dot{U}_3 \exp i(\varphi_B - \theta), \\ \dot{V}_4 &= C\dot{U}_1 \exp i\varphi_C - D\dot{U}_3 \exp i(\varphi_D - \theta),\end{aligned}\quad (7)$$

где амплитуды  $A, B, C, D$  и фазы  $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C, \varphi_D$  определяются из уравнений

$$\begin{aligned}\frac{1}{\sqrt{2}}S_{21} + \frac{1}{2}\dot{\Gamma}_4 S_{24} S_{41} &= -A \exp i\varphi_A, \\ \frac{1}{\sqrt{2}}S_{23} + \frac{1}{2}\dot{\Gamma}_4 S_{24} S_{43} &= B \exp i\varphi_B, \\ \frac{1}{\sqrt{2}}S_{41} + \frac{1}{2}\dot{\Gamma}_2 S_{42} S_{21} &= C \exp i\varphi_C, \\ \frac{1}{\sqrt{2}}S_{43} + \frac{1}{2}\dot{\Gamma}_2 S_{42} S_{23} &= D \exp i\varphi_D.\end{aligned}\quad (8)$$

Токи диодов  $D_2$  и  $D_4$  будут соответственно  $\dot{I}_2 \approx \dot{V}_2 \dot{V}_2'$  и  $\dot{I}_4 \approx \dot{V}_4 \dot{V}_4'$ . С учетом (7) для разности токов диодов получим

$$|\Delta I| = |I_1 - I_2| = U_1^2 (A^2 - C^2) + U_3^2 (B^2 - D^2) + 2U_1 U_3 \rho \cos(\xi + \theta), \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned}\rho &= \sqrt{2ABCD} \sqrt{\frac{1}{2} \left( \frac{AB}{CD} + \frac{CD}{AB} \right) + \cos(\varphi_A - \varphi_B - \varphi_C - \varphi_D)}, \\ \xi &= \frac{1}{2} (S_{21} \mu_4 \sin \varphi_4 + S_{41} \mu_2 \sin \varphi_2), \quad \theta = \theta_x - \theta_{ph}, \\ \mu_4 &= |\dot{\Gamma}_4 S|, \quad \mu_2 = |\dot{\Gamma}_2 S|, \quad \varphi_{4,2} = \text{Arg} \dot{\Gamma}_{4,2}, \quad S = S_{42} = S_{24}.\end{aligned}\quad (10)$$

Если принять, что развязка между плечами ГК  $\geq 30$  дБ, а  $|\dot{\Gamma}| \leq 0,05$ , то  $|\xi| \leq 0,12$  и выражение (9) можно упростить, учитывая, что  $|S| \cong 1$  и  $\rho \cong 1$ . Тогда

$$|\Delta I| \cong 2U_1 U_3 \left[ \left( \frac{1}{\sqrt{G}} + \sqrt{G} \right) \Delta S + \cos(\xi + \theta) \right], \quad (11)$$

где  $G = P_3/P_4$  – отношение мощностей измеряемых сигналов, подаваемых на входы 3 и 4 фазометра, а  $|\Delta S| = |S_{ij} - S_{mn}|_{\max}$ .

Из выражения (11) видно, что нулевое значение  $\Delta I$  зависит также от отношения амплитуд измеряемых сигналов.

*Погрешности, обусловленные рассогласованием входных каналов.* Обозначим модуль коэффициента отражения от входных плеч фазометра через  $|\dot{\Gamma}_{ph}|$ , а модуль коэффициента отражения от цепей, питающих каналы, через  $|\dot{\Gamma}_{inp}|$  (см. рисунок).

Нормированная амплитуда вторично-отраженного сигнала будет

$$|\dot{\Gamma}| = |\dot{\Gamma}_{ph}| |\dot{\Gamma}_{inp}|.$$

Этот сигнал, накладываясь на полезный, меняет фазу. Максимальное изменение фазы будет

$$|\Delta\theta|_{\max} \cong |\dot{I}_{ph} \dot{I}_{inp}|.$$

При  $|\dot{I}_{ph}| \leq 0,09$  и  $|\dot{I}_{inp}| \leq 0,09$  получим  $|\Delta\theta|_{\max} \sim 0,5^\circ$ .

Аналогично могут быть учтены погрешности, вносимые неидеальностью ВЦМ.

*Погрешности, обусловленные неидентичностью ВАХ диодов.* Идеализированная ВАХ полупроводникового СВЧ-диода при малых уровнях падающей мощности описывается следующим выражением:

$$I_d = I_0 \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right].$$

Для реального диода

$$I_d = cF(P, f, T),$$

где функция  $F(P, f, T)$  учитывает как малое отклонение от квадратичности и реактивные параметры диода, так и его зависимость от температуры. Таким образом, разность токов двух диодов при одинаковых значениях падающей на них мощности  $P$  будет

$$\Delta I = c[F_1(P, f, T) - F_2(P, f, T)]P.$$

А с учетом того, что  $\Delta I = I_m \cos\theta$ ,  $\theta = \pi/2 + \Delta\theta$ ,  $\Delta\theta \ll 1$ ,

$$\Delta\theta = (P/I_m) \cdot [F_1(P, f, T) - F_2(P, f, T)].$$

Аналогичная ситуация имеет место и в случае применения вакуумных СВЧ-диодов [2]. Это обстоятельство обычно приводит к сужению динамического диапазона по мощности, и при подборе диодов необходимо обратить на это особое внимание.

**Увеличение разрешения фазометра.** Для повышения точности измерений малых фазовых сдвигов предлагается увеличить частоту колебаний в  $n$  раз. В результате такой операции фазовый сдвиг также возрастет в  $n$  раз, что при сохранении чувствительности фазометра эквивалентно уменьшению относительной погрешности измерений во столько же раз.

При этом очень важно решить следующие две проблемы:

- 1) отсутствие амплитудной модуляции при умножении;
- 2) выбор широкополосного множителя.

Решение первой проблемы требует оптимизации умножительной ячейки, с помощью которой гармоническое колебание с частотой  $\omega_0$  преобразуется в практически гармоническое колебание с частотой  $n\omega_0$ . Высокая степень фильтрации в такой ячейке должна достигаться не только за счет использования узкополосных фильтров, но и выбором нелинейной ВАХ умножительного диода.

Вторая проблема также решается подбором оптимальной ВАХ.

Известно [7], что если ВАХ умножительного диода описывается полиномом Чебышева  $n$ -го порядка, то энергия гармонического колебания, поданного на вход умножительной ячейки, преобразуется в энергию единственной  $n$ -ой гармоники.

Эти, а также другие аспекты реализации фазометра с умножением частоты будут рассмотрены ниже.

*Синтез оптимального умножителя частоты (выбор умножительного диода).* ВАХ нелинейных элементов, используемых в умножителях частоты, далеко не лучшим образом удовлетворяют требуемым условиям. Следуя [7, 8], поставим задачу синтеза оптимального умножителя частоты и выбора соответствующего умножительного диода.

Пусть на вход умножительной ячейки подается гармоническое колебание  $e = E \cos \omega_0 t$ . Колебание на выходе ячейки  $u = u[e(\omega_0 t)]$  является сложной периодической функцией, т.е.  $u(\omega_0 t) = u(\omega_0 t + 2k\pi)$ , где  $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

В такой постановке решение задачи сводится к определению нелинейной функции  $u[e(\omega_0 t)]$ , оптимальным образом обеспечивающей заданное преобразование.

Поскольку выходная функция  $u(\omega_0 t)$  периодическая, то ее можно разложить в ряд Фурье:

$$u(\omega_0 t) = \sum_{n=0}^N A_n \cos(n\omega_0 t).$$

С другой стороны,  $u(\omega_0 t) = u(E \cos \omega_0 t)$ . Представив ее в виде степенного полинома, можно записать

$$\sum_{n=0}^N a_n (E \cos \omega_0 t)^n = \sum_{n=0}^N A_n \cos(n\omega_0 t).$$

Приняв для простоты  $E=1$ , воспользуемся формулами связи между  $a_n$  и  $A_n$ , приведенными в [8].

Для нечетных синусоидальных членов получим

$$a_1 = 2^0(A_1 - 3A_3 + 5A_5 - 7A_7 + 9A_9 - 11A_{11} + 13A_{13}),$$

$$a_3 = 2^2(A_3 - 5A_5 + 14A_7 - 30A_9 + 55A_{11} - 91A_{13}),$$

$$a_5 = 2^4(A_5 - 7A_7 + 27A_9 - 77A_{11} + 182A_{13}),$$

$$a_7 = 2^6(A_7 - 9A_9 + 44A_{11} - 156A_{13}),$$

а для четных косинусоидальных членов –

$$a_0 = 2^0(A_0 - A_2 + A_4 - A_6 + A_8 - A_{10} + A_{12}),$$

$$a_2 = 2^1(A_2 - 4A_4 + 9A_6 - 16A_8 + 25A_{10} - 36A_{12}),$$

$$a_4 = 2^3(A_4 - 6A_6 + 20A_8 - 50A_{10} + 105A_{12}),$$

$$a_6 = 2^5(A_6 - 8A_8 + 35A_{10} - 112A_{12}).$$

Таким образом, выбор нелинейного элемента, используемого в умножительной ячейке, сводится к определению его ВАХ для конкретного номера гармоники  $n$ . Например, если  $n=3$ , то  $u(e) = -3e + 4e^3$ .

Автор выражает благодарность проф. Э.М. Лазиеву за постановку задачи и постоянное внимание к работе.

*Кафедра радиофизики СВЧ и телекоммуникации*

*Поступила 16.10.2007,  
после доработки – 15.03.2008*

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Laziev E.** et al. Yerevan 20 MeV Linac Test-Facility, LINAC-94 Proceedings, Tsukuba, 1994, v. 2, p. 926–929.

2. **Мардин В.В., Кривоносов А.И.** Справочник по электронным измерительным приборам. М.: Сов. Радио, 1978.
3. Измеритель разности фаз, комбинированный ФК2-18 (техническое описание). 2006, [http://www.atlaspro.ru/shop/equip/fazometry/faz/id\\_2428.html](http://www.atlaspro.ru/shop/equip/fazometry/faz/id_2428.html)
4. **Душин Л.А.** СВЧ-интерферометры для измерения плотности плазмы в импульсном газовом разряде. М.: Сов. Радио, 1987.
5. **Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П.** Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. Радио, 1967.
6. Конструирование экранов и СВЧ-устройств. Под ред. проф. А.М. Чернушенко. М.: Связь, 1990.
7. **Ризкин И.Х.** Умножители и делители частоты. М.: Связь, 1966.
8. **Заездный А.М.** Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Л.: Энергия, 1971.

Մ. Լ. ՄՈՎՍԻՍՅԱՆ

ՓՈՒԼԱՉԱՓ ԷԼԵԿՏՐՈՆՆԵՐԻ ԳԾԱՅԻՆ ԱՐԱԳԱՅՈՒՑՉԻ ԳԲՀ-ՄՆՄԱՆ ՀԱՍՏԱԿԱՐԳԻ ՌԵԺԻՄՆԵՐԻ ՀՍԿՄԱՆ ՀԱՄԱՐ

Ամփոփում

Առաջարկվում է փուլաչափ էլեկտրոնների գծային արագացուցչի (ԼՄՅ-20) ԳԲՀ-սնման համակարգի ռեժիմների հսկման համար: Չափվող փուլային շեղման բարձր լուծողականություն կարելի է ստանալ չափումները տեղափոխելով հիմնական հաճախության սուբհարմոնիկներին համապատասխան ալիքային տիրույթ: Բերվում են փուլաչափի հիմնական պարամետրերը և առաջարկված տեխնիկական լուծումների հիմնավորումներ:

M. L. MOVSISYAN

PHASOMETER FOR MONITORING THE RF-SYSTEM  
OF ELECTRON LINAC DRIVER

Summary

A high resolution S-band phase monitor for the 20 MeV electron linac's RF system is proposed. The resolution gain is achieved by measurement transposition to the high RF harmonic region. The monitor's main parameters as well as the proposed technical decisions are presented.