

**Q-РЕЗОНАТОР В ВЫСОКОТОЧНОМ СВЕТОДАЛЬНОМЕРЕ**

**Егисабет Акоповна Айрапетян\*, Вагаршак Гагикович Арутюнян, Эдуард Грачикович Багдасарян, Араик Александрович Хачатрян**

*Национальный университет архитектуры и строительства Армении, г.Ереван, РА*

*\*helizabet@yandex.ru*

*Рассмотрена возможность реализации каскадного соединения в высокоточном светодальномере ДВСД-1200 внесением Q-резонатора между низкодобротным СВЧ генератором и высокодобротным электрооптическим модулятором на объемном резонаторе, с целью уменьшения мощности модуляции. Буферное соединение двух резонансных устройств образует каскадное соединение, при котором уменьшается влияние низкодобротного СВЧ генератора на высокодобротный контур модема света. Выполнен теоретический анализ резонансных устройств при каскадном соединении и показано, что при этом имеет место уменьшение СВЧ мощности порядка 10 раз.*

**Ключевые слова:** *мощность модуляции, диапазон СВЧ, резонатор, добротность, буферное соединение*

**Введение**

Современные высокоточные СВЧ светодальномеры ME-3000, ДВСД-1200 [1,2] построены по принципу модуляции-демодуляции оптического излучения в электрооптических кристаллах KDP, установленных в коаксиальных резонаторах либо радиально [1], либо аксиально [2]. В указанных светодальномерах основные ограничения при повышении точности измерения становятся, во-первых, большая мощность модуляции - до 100Вт [3] и до 200Вт [4], во-вторых, компенсационный метод модуляции, когда рабочая точка модема света в начале модуляционной характеристики света МХС.

Низкая допустимая мощность кристаллов KDP, на частоте  $f=1200\text{МГц}$  равной 0,5Вт, приводит к импульсному режиму приложения 200Вт на модем света со скважностью, обеспечивающей при длительности импульса равной 40мкс, среднее значение мощности на кристаллах модема около 0,5Вт. Однако за период 40 мкс при приложении 200 Вт происходит нарушение структуры кристаллов модема, приводящего к возникновению новых фазовых ошибок. Поэтому вместо расчетной минимальной погрешности домера фазового цикла (ДФЦ)  $m_\varphi=0,1\text{ мм}$  получается  $m_\varphi=0,25\dots 0,35\text{мм}$ . Результаты измерения на ДВСД-1200 показывали, что основные пути уменьшения  $m_\varphi$  являются: резкое уменьшение мощности модуляции, применение новых методов модуляции, например, двухфазный [5]; повышение интенсивности света установкой приемо-передающей оптики и применение оптической линии задержки (ОЛЗ) на зеркалах, ориентированных по наведенным осям кристаллов [6].

**Основная часть**

Все это должно реализоваться с сохранением высокой добротности модема света. Добротность модема на кристаллах KDP, установленных в емкостном зазоре коаксиального резонатора, составляет  $Q_m=1000$ . Однако при прямом соединении такого модема с источником СВЧ мощности, добротность

которого равна  $Q_m=300$ , общая добротность системы модем-генератор, называемой добротностью нагрузки, составляет  $Q_n = Q_m \cdot Q_z / Q_m + Q_z = 230$  и имеет место уменьшение добротности в  $1000/230 \approx 3,5$  раза. Это означает, что при добротности системы, равной добротности модема  $Q_m=1000$ , СВЧ мощность  $200 \text{ Вт}$  можно уменьшить до  $200/3,5=56 \text{ Вт}$ . Буферное соединение двух резонансных устройств образует каскадное соединение, при котором уменьшается влияние низкодобротного СВЧ генератора на высокодобротный контур. На частотах  $500 \dots 2500 \text{ МГц}$  буферным узлом может становиться высокодобротный коаксиальный резонатор, параметры которого становятся определяющими в системе каскадного соединения.

На кристаллах KDP для получения 100% эффективности модуляции необходимо приложить напряжение порядка  $5 \text{ кВ}$ . Мощность  $P_m$  для получения на модеме  $5 \text{ кВ}$  определяется выражением  $P_m = U^2 \cdot \omega_m \cdot C_m / 2Q_n$  [7]. На частоте  $1200 \text{ МГц}$  при емкости модулятора  $C_m=0,8 \text{ нФ}$ , необходимая мощность  $P_m=200 \text{ Вт}$ . Уменьшение  $P_m$  возможно повышением  $Q_n$  и уменьшением  $C_m$ . Установлено, что каскадное соединение отдельного высокодобротного резонатора с  $Q_p=2000$  и  $C_p=0,25 \text{ нФ}$  после СВЧ генератора сохраняет высокую добротность модема и уменьшает потребляемую мощность от СВЧ генератора.

В данной работе рассматривается целесообразность применения каскадного соединения СВЧ цепей в светодальномере.

Вся информация о коаксиальных резонаторах в работах [8-11] достаточно подробно рассмотрена. Остается привести некоторые результаты, полученные в экспериментах при различных применениях коаксиальных резонаторов. Для рассмотрения на рис.1 начнем с электрической

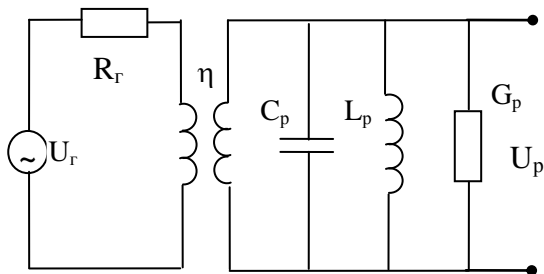


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема резонатора

эквивалентной схемы согласования с СВЧ генератором через коэффициент “ $\eta$ ” трансформации [11].

На выходе трансформатора резонатора тем больше напряжение  $U_p$ , чем меньше емкость  $C_p$ , потери  $G_p$  резонатора и внутреннее сопротивление генератора  $R_z$  с выходным напряжением  $U_z$ . Для схемы на рис. 1 имеет место уравнение [12]

$$U_p / U_z = \eta / (\eta^2 + R_z \cdot G), \quad (1)$$

которое максимальное при  $\eta^2 = R_z \cdot G_z$  или при

$$\eta = U_z / 2U_p. \quad (2)$$

Для максимального  $U_p$  коэффициент трансформации  $\eta$  должен быть минимальным. На СВЧ входным сигналом резонатора является мощность генератора  $P_z$ , а  $U_p$  связано с потерями  $G_p$

$$G_p = 2P_z / U_{max}^2 \quad \text{или} \quad G_p = \omega C_p / Q_n. \quad (3)$$

Полоса частот, в котором максимальное напряжение уменьшается в 2 раза, нагруженная добротность равна  $Q_n = f_0 / 2\Delta f$ . При максимальном напряжении и входном сопротивлении  $z_p=75 \text{ Ом}$  на частоте  $500 \text{ МГц}$   $G_p=4 \cdot 10^{-5}$ , т.е. для  $\eta$  имеем

$$\eta^2 = 75 \cdot 4 \cdot 10^{-5} = 300 \cdot 10^{-5} = 3 \cdot 10^{-3}, \quad \eta = \sqrt{3/10^3} = \sqrt{1,7/31,6} \approx 0,05.$$

При мощности  $1Вт$  на входе резонатора напряжение равно  $U_c = \sqrt{2P_p \cdot R_c} = \sqrt{2 \cdot 1 \cdot 75} = 12В$ , а на выходе напряжение будет в пределах  $U_p = U_c / 2\eta = 12 / 2 \cdot 0,05 = 120В$ .

С повышением резонансной частоты резонатора потери  $G_p$  уменьшаются и величина  $U_p$  будет еще больше.

На оптимальных размерах входной петли связи амплитуда выходного сигнала, снимаемого с торца внутреннего проводника резонатора, равна амплитуде сигнала, образованного на боковой стороне проводника, хотя влияние элементов настройки резонатора больше на торцевой стороне. Это означает, что по величине в указанных местах сигналы резонатора равны, а количество силовых линий электрического поля больше на торцевой стороне. Это указывает, что для перестройки резонансной частоты более эффективно применить торцевую сторону резонатора, а выходной сигнал из резонатора снимают с боковой стороны внутреннего проводника применением перемещения выходного разъема для подбора величины емкости связи.

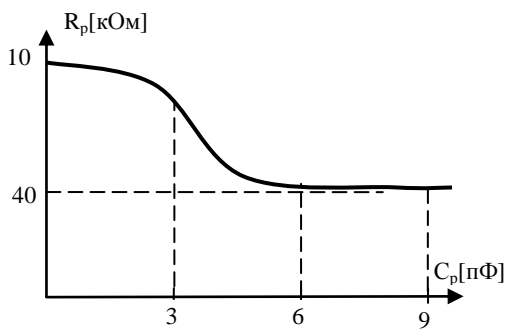


Рис. 2. Зависимость  $R_p$  от емкости резонатора

$R_p = 1/R\lambda_0 \approx 1/\sqrt{\lambda_0}$ . Для определения величины  $R_p$  в зависимости от емкости резонатора применяют кривую, показанную на рис.2.

Для более точного определения емкости резонатора применим экспериментальный вариант на известной величине емкости  $C_0$ . Измеряются резонансные частоты резонатора  $f_1$  без емкости  $C_0$  и  $f_2$  с подключением емкости  $C_0$ . Затем составляют уравнения

$(f_1/f_2)^2 = (C_p + C_0)/C_p$ ;  $C_p = C_0 / [(f_1/f_2)^2 - 1]$ . Резонансную длину волны резонатора можно уточнить по размерам резонатора, показанного на рис.3

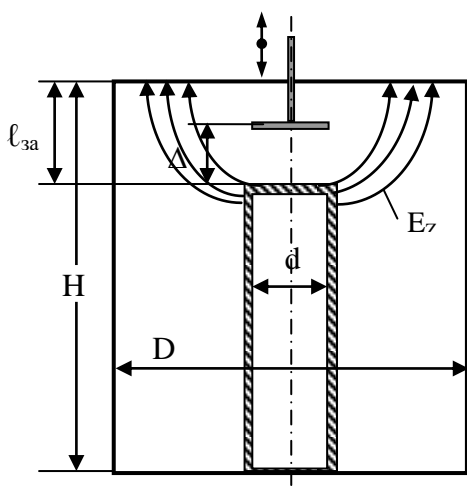


Рис. 3. Размеры резонатора для определения резонансной длины волны  $\lambda_p$

$$\lambda_p = \frac{\pi d}{2} \sqrt{\frac{2H}{\Delta_p} \left( 1 + \frac{4\Delta_p}{\pi d/2} \cdot \ln \frac{H}{d} \cdot \ln \frac{D}{d} \right)}. \quad (5)$$

На резонансной частоте  $\omega_p$  входное сопротивление резонатора активное, обратная величина которого  $1/R_p = G_p$  определяет потери проводимости, обусловленные напряжением на зазоре резонатора

$$G_p = 2P_p / U_{max}^2 \quad \text{или} \quad U_{max}^2 = 4P_p Q_p / C_p f_p. \quad (6)$$

Величину мощности  $P_p$  на входе резонатора, создающую напряжение  $U_{max}$  на выходе резонатора, также определяется параметрами резонатора

$$P_p = U^2 d^2 f_p / 32 Q_p \Delta_3. \quad (7)$$

На высоких частотах  $f_0$  пропорционально надо увеличить мощность на входе резонатора, однако увеличение также добротности  $Q_p$  и внутреннего диаметра  $d$  до величины  $d_{opt} = 245 \sqrt{\lambda_p [см]}$  несколько ограничивает увеличение  $P_p$ . На частотах 1200 МГц оптимальный диаметр  $d_{opt}=17$  мм немного отличается от экспериментального  $d=12$  мм. На минимальных потерях  $D/d \approx 4$  (меньшей расчетного  $D/d \approx 9$ ) определяется внешний диаметр  $D=4d$  резонатора.

В резонаторе на рис.3 возбуждается волна ГЕМ при больших зазорах между диаметрами  $(D-d)/2 < \ell_{заз}$ . С увеличением зазора резонатора  $\ell_{заз}$  при условии  $(D-d)/2 \geq \ell_{заз}$  в резонаторе возбуждается волна  $E_{01}$  как в цилиндрическом резонаторе [8]

$$E_z = A \cdot 337 J_0(4,8r/D) \cos(\pi \Delta_p / 2 \ell_{заз}), \quad (8)$$

где  $A$ - произвольная постоянная;  $J_0(4,8r/D)$ - функция Бесселя нулевого порядка;  $r$ - расстояние от оси резонатора до рассматриваемой точки.

Согласно (8)  $E_z$  максимален при  $\Delta_p=0$  на торце внутреннего проводника при  $r=0$ . В конце резонатора  $\Delta_p = \ell_{заз}$  поле  $E_z=0$ .

Все указанные параметры резонатора целесообразно определить экспериментально по результатам измерения КСВН применением эквивалентной схемы нормированных параметров.

На основе этих параметров с одним элементом связи оценка добротностей цепей связи различная.

Ненагруженная добротность  $Q_0$  не зависит от связи и определяется только потерями  $\alpha$  самого резонатора:  $Q_0 = \bar{c} \bar{r} \omega_0$  или  $Q_0 = \omega_0 / (\omega_2 - \omega_1) = \omega_0 / \Delta\omega$ , т.е.  $Q_0$  – ширина полосы пропускания  $\Delta\omega$ .

Нагруженная добротность  $Q_n$  определяет, во-первых, постоянную времени всей системы, во-вторых - полоса пропускания всей системы определяется по частотам половинной мощности резонатора  $Q_n = \omega_0 / \Delta\omega_n$ , где  $\Delta\omega_n = \omega_{2n} - \omega_{1n}$  - частоты соответствующей половинной мощности.

Внешняя добротность  $Q_{вн}$  - искусственное понятие и не имеет отношения к практике и зависит от величины связи  $n^2$ . Изменение величины связи влияет только на величину  $Q_{вн}$ , при этом  $Q_0$  не меняется  $Q_{вн} = Z_0 / n^2 \sqrt{C_3 / L_3}$ .

Согласно выражениям  $Q_0$ ,  $Q_n$  и  $Q_{вн}$ , имеем

$$Q_n = Q_0 \cdot Q_{вн} / (Q_0 + Q_{вн}). \quad (9)$$

На полученных добротностях  $Q_0$ ,  $Q_{вн}$  и  $Q_n$  мощность, поступающая в резонатор, определяется выражением в виде [12]

$$P_{рез} = P_o \frac{4Q_n^2}{Q_{вн} \cdot Q_o} \left[ 1 + Q_n^2 (2d\omega / \omega_o)^2 \right], \quad (10)$$

где  $P_o$  – мощность на выходе СВЧ генератора,  $d\omega$  - расстройка резонатора.

На частотах половинной мощности -

$$P_{рез|\omega_1, \omega_2} = P_{рез|\omega_o} / 2 = P_o 4Q_n^2 / Q_{вн} \cdot Q_o [1 / (1 + 1)], \quad (11)$$

эти частоты токовые:  $\omega_1 = \omega_0 + d\omega_1$ ,  $\omega_2 = \omega_0 + d\omega_2$ ,  $d\omega_1 < 0$ ,  $d\omega_2 = |d\omega_1| > 0$ .

Таким образом, ширина полосы пропускания  $\Delta\omega_n$  определяет частоты, на которых мощность, поступающая в резонатор, равна половинной мощности на резонансной частоте, т.е. добротность  $Q_{вн}$  и связанная с ней полоса пропускания  $\Delta\omega_n$  являются мерой остроты настройки резонатора.

Все это необходимо при рассмотрении проходного резонатора с двумя элементами связи. Вход проходного резонатора соединен с СВЧ генератором, а выход - с электрооптическим модемом света

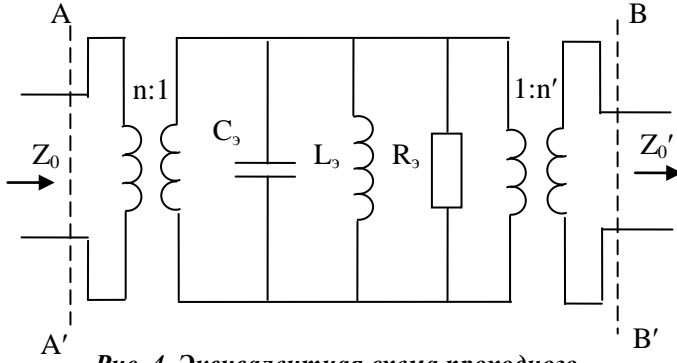


Рис. 4. Эквивалентная схема проходного резонатора

на кристалле KDP. Теперь в отличие от резонатора с одним элементом связи возникают потери мощности в выходной цепи, часть мощности становится питанием резонатора. Эквивалентная схема резонатора на двух элементах связи показана на рис.4. Независимо от связи резонатор характеризуется параметрами  $C_3$ ,  $L_3$  и  $R_3$ . Трансформаторная входная связь с коэффициентом  $n:1$ , а выходная связь также

трансформаторная с коэффициентом связи на  $1:n'$ .

Плоскости  $AA'$  и  $BB'$  представляют плоскости эквивалентного представления параметров

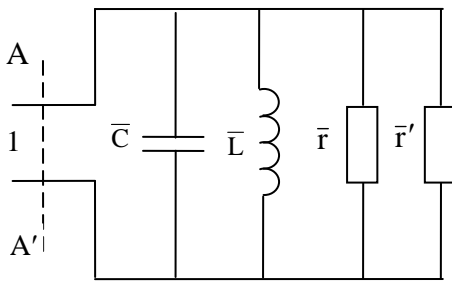


Рис. 5. Эквивалентная схема на нормированных параметрах

резонатора, т.е. плоскости, где на частотах, далеких от резонанса резонатора сопротивления, равны нулю. Исключением трансформаторов получают схему, представленную на рис.5, на которой через  $\bar{r}'$  обозначено нормированное трансформированное сопротивление выходной связи. На рис.5 сопротивления между различными параметрами представляются выражениями

$$\begin{aligned} \bar{r} &= R_3 n^2 / Z_0 ; \quad \bar{L} = L_3 n^2 / Z_0 ; \\ \bar{C} &= C_3 Z_0 / n^2 ; \quad \bar{r}' = Z_0' n^2 / Z_0 n'^2 . \end{aligned} \quad (12)$$

Теперь добротность  $Q_0$ , как и в прежних схемах определяется параметрами схем на рис. 5.

$$Q_0 = \bar{C} \bar{r} \omega_0 = C_3 R_3 \omega_0 . \quad (13)$$

Для нагруженной добротности  $\bar{r}$  заменяется на параллельное соединение  $\bar{r}$  и  $\bar{r}'$  -  $\bar{r}'' = \bar{r} \cdot \bar{r}' / (\bar{r} + \bar{r}')$ .

$$\begin{aligned} Q_n &= \bar{C} \left[ \bar{r} \times \bar{r}' / (\bar{r} + \bar{r}' + \bar{r} \times \bar{r}') \right] \omega_0 = C_3 \omega_0 / \left( 1/R_0 + n^2/Z_0 + n'^2/Z_0' \right) \\ \text{или} \quad 1/Q_n &= 1/Q_0 + 1/Q_{вн1} + 1/Q_{вн2} . \end{aligned} \quad (14)$$

Мощность величиной  $P'$  проходящая через нагрузку, равна

$$P' = P_0 \frac{4Q_n^2}{Q_{вн1} \cdot Q_{вн2}} \cdot 1 / \left[ 1 + Q_n^2 (2d\omega/\omega_0)^2 \right] \quad (15)$$

или

$$P' = \frac{P_0 4Q_n^2}{Q_{вн1} \cdot Q_{вн2}} \cdot 1 / \left[ 1 + Q_n^2 (2d\omega/\Delta\omega_n)^2 \right] . \quad (16)$$

Таким образом, если согласованная нагрузка не резонансная система, а активное сопротивление, то проходная мощность уменьшается наполовину.

В варианте двухрезонаторного соединения следует рассмотреть каскадную связь двух резонаторов по эквивалентной схеме на рис.6, полученной путем исключения трансформаторов  $n_1 : 1$  и  $1 : n_1'$ .

Для краткости рассмотрим случай, когда эквивалентные параметры двух резонаторов совпадают, рис. 6. Фактически схема на рис.6

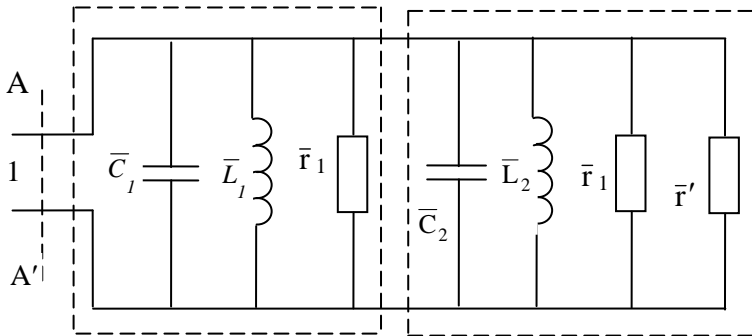


Рис.6. Эквивалентная схема 2-х резонаторов

становится схемой замещения одного проходного резонатора, частота которого равна  $\omega_{общ}$ , и зависит от характеристики каждого резонатора, от внутренних параметров и параметров связи.

Если частоты резонаторов одинаковые,  $\omega_{общ} = \omega_{01} = \omega_{02}$ , то независимо от того резонаторы

одинаковые или различные, полная ненагруженная добротность  $Q_{0пол}$  такой системы оценивается

выражением в виде  $Q_{0пол} = \frac{\bar{r}_1 \bar{r}_2}{\bar{r}_1 + \bar{r}_2} (\bar{C}_1 + \bar{C}_2) \omega_{общ}$  при  $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_{общ}$ .

$$\text{Имеем} \quad Q_{0пол} = Q_{01} \alpha + Q_{02} (1 - \alpha), \text{ где } \alpha = r_2 / (\bar{r}_1 + \bar{r}_2) < 1 \quad (17)$$

$$\text{при} \quad Q_{01} > Q_{02} \rightarrow Q_{01} > Q_{0пол} > Q_{02}; \quad Q_{01} = Q_{02} \rightarrow Q_{0пол} = Q_{01} = Q_{02}. \quad (18)$$

Из эквивалентной схемы на рис.6 следует, что полная внешняя добротность  $Q_{0полн}$  приведенная к входу, равна

$$Q_{0полн} = (\bar{C}_1 + \bar{C}_2) \omega_{общ} \quad (19)$$

и если  $\omega_{01} = \omega_{02}$ , то получим

$$Q_{0полн} = Q_{вн1рез1} + Q_{вн1рез2}, \quad (20)$$

а если оба резонатора еще и одинаковы, то

$$Q_{внполн} = 2Q_{вн1}. \quad (21)$$

### Заключение

Таким образом, каскадное полуволновое включение двух резонаторов позволяет увеличить запасенную энергию и всегда приводит к увеличению  $Q_{вн}$  по сравнению с одним резонатором.

Полная ненагруженная добротность системы на рис.6  $Q_{0пол}$  находится в интервале между  $Q_{01}$  и  $Q_{02}$ . Если оба резонатора имеют сравнимые  $Q_0$ , то полная ненагруженная добротность  $Q_{0пол}$  будет больше, чем для каждого отдельного резонатора.

Для двух симметричных и одинаковых резонаторов  $Q_{0пол} = Q_0$ ,  $Q_{внпол} = 2 Q_{вн}$ . Поэтому  $1/Q_{нпол} = 1/Q_{0пол} + 1/Q_{внпол} = 1/Q_0 + 1/Q_{вн} = 1/Q_n - 1/Q_{вн}$ , из которого следует

$$Q_{нполн} = Q_{вн} \cdot Q_n / Q_{вн} - Q_n. \quad (22)$$

### Вывод

Разница между выражениями (9) и (22) становится преимуществом подключения высокодобротного резонатора между СВЧ генератором на частоте 1200 МГц и нагрузкой резонансного характера. Общее преимущество больше 10 раз и тем больше, чем высока частота

резонатора, однако нецелесообразно дальнейшее увеличение частоты. Это указывает на то, что вместо 180...200 Вт СВЧ мощности можно применить 18...20 Вт. На практике это может составлять порядка 30 Вт.

## Q-ՌԵԶՈՆԱՏՈՐ ԳԵՐՃՇԳՐԻՏ ԼՈՒՍԱՀԵՌԱԶԱՓՈՒՄ

Եղիսաբեթ Հակոբի Հայրապետյան\*, Վաղարշակ Գագիկի Հարությունյան, Էդուարդ Հրաչիկի Բաղդասարյան, Արայիկ Ալեքսանի Խաչատրյան

Ճարտարապետության և շինարարության Հայաստանի ազգային համալսարան, ք.Երևան, ՀՀ  
\*helizabet@yandex.ru

*ДВСД-1200 գերճշգրիտ լուսահեռաչափում մոդուլման հզորության փոքրացման նպատակով դիտարկվում է ռեզոնատորի կասկադային միացման հնարավորությունը՝ լրացուցիչ ներմուծելով Q-ռեզոնատոր ցածր բարորակությամբ ԳԲՀ գեներատորի և ծավալային ռեզոնատորի վրա կառուցած բարձր բարորակությամբ լույսի մոդուլյատորի միջև: Երկու ռեզոնանսային համակարգերի բուֆերային միացումը ձևավորում է կասկադային միացում, որի դեպքում փոքրանում է ԳԲՀ գեներատորի ցածր բարորակության ազդեցությունը լույսի մոդուլյատորի բարձրորակ կոնտուրի վրա: Կատարված է ռեզոնանսային համակարգերի կասկադային միացման տեսական վերլուծությունը և ցույց է տրված, որ այդպիսի միացման դեպքում տեղի ունի ԳԲՀ հզորության փոքրացում մոտավորապես 10 անգամ:*

**Առանցքային բառեր.** մոդուլացիայի հզորություն, ԳԲՀ տիրույթ, ռեզոնատոր, բարորակություն, բուֆերային միացում

## Q-RESONATOR IN THE HIGH-PRECISION LIGHT RANGEFINDER

Yeghisabet Hayrapetyan\*, Vagharshak Harutyunyan, Eduard Baghdasaryan, Araik Khachatryan

National University of Architecture and Construction of Armenia, Yerevan, RA  
\*helizabet@yandex.ru

*In order to reduce the modulation power in the high-precision light rangefinder DVSD-1200, the possibility of implementing a buffer connection by introducing a Q-resonator between a low-speed microwave generator with low q-factor and a high-q electro-optical modulator on a volume resonator is considered. Buffer connecting of the two resonant devices to form a cascade connection, in which decreases the influence of the low quality microwave generator on the light modem with high q-factor. The theoretical analysis of resonant devices at buffer connection is executed and it is shown that at introduction of the high-Q resonator there is a decrease in microwave power about 10 times.*

**Keywords:** modulation power, microwave range, resonator, Q-factor, buffer connection

## Литература

1. **Ruger J.M., Ciddor P.E.** Short range performance of precision distance meters “Kern” Mekometer ME-3000 and “Com-Rad” Geomensor GR-204 DME// The Australian surveyer, -Iuna, 1987.- V.33, N 6.-P. 480-492.

2. **Potthoff H.** Untersuchungen am elektrooptischen Präzisions-Entfernungsmessgerät DVSD-1200 // *Vermessungstechnik*. – 1980. - 28, Heft 10. - S.325-328.
3. **Zippelt K.** Geodetic Monitoring Of Slow Deformations in a Seismic Active Region// Proc. 11th Internat. FIG Symp. on Deformation Measurements, Santorini (Thera) Island, Greece, May 25-28 2003: Publication No. 2, Geodesy and Geodetic Applications Lab. Dept. of Civil Engineering. - Patras University, 2003. - P.51-58.
4. **Beglaryan A.G., Gyunashyan K.S., Hayrapetyan Ye.H.** High precision light rangefinder DVCD-1200 for linear comparator // Proc. of 3-rd Int Confer. “On contemporary problems in archit. and construc.” - Beijing, China, Nov. 20-24, 2011. - P.9-14.
5. **Айрапетян Е.А. Гюнашян К.С.** Основа построения парафазного светодальномера ПФСД-1,2 // *Науч.тр. ЕГУАС*. - 2013. - Т.IV(51). – С. 123-129.
6. Оптика компенсационного светодальномера/ **К.С. Гюнашян, Е.А. Айрапетян, Р.Р. Синанян, К.Х. Хачатрян** // *Геодезия и аэрофотосъемка*. - 2000. - N 2. - С.123-130.
7. **Мустель Е.Р., Парыгин В.Н.** Методы модуляции и сканирования света. - М.: Недра, 1970.- 296 с.
8. **Мейнке Х., Гундлах Ф.** Радиотехнический справочник: т.1. - Л.: Госэнергоиздат, 1960. – 417 с.
9. Теория и техника СВЧ/ **А. И. Астайкин, К. В. Троцюк, С. П. Ионова, В. Б. Профе.** - Саров, 2008. – 466 с.
10. Измерения на СВЧ/ Под ред. **В.Б.Штейншлейгера**. - М.: Советское радио, 1952. – 320 с.
11. **Мегла Г.** Техника дециметровых волн. - М.: Советское радио, 1958. - 462с.
12. **Данилин А.А.** Измерения в технике СВЧ. - М.: Радиотехника, 2008. -184с

#### References

1. Ruger, J.M., Ciddor, P.E. (1987), “Short range performance of precision distance meters “Kern” Mekometer ME-3000 and “Com-Rad” Geomensor GR-204 DME”. *The Australian surveyer*, Iuna, vol.33, no.6, pp. 480-492.
2. Potthoff, H. (1980), “Untersuchungen am elektrooptischen Präzisions-Entfernungsmessgerät DVSD-1200”. *Vermessungstechnik*, 28, Heft 10, ss.325-328.
3. Zippelt, K. (2003), “Geodetic Monitoring Of Slow Deformations in a Seismic Active Region”. *Proceedings 11th International FIG Symposium on Deformation Measurements, Santorini (Thera) Island, Greece, May 25-28 2003*, Publication No. 2, Geodesy and Geodetic Applications Lab. Dept. of Civil Engineering, Patras University, pp.51-58.
4. Beglaryan, A.G., Gyunashyan, K.S., Hayrapetyan, Ye.H. (2011), “High precision light rangefinder DVCD-1200 for linear comparator”. *Proceedings of 3-rd int. confer. On contemporary problems in archit. and construc.* Beijing, China, Nov. 20-24, pp.9-14.
5. Hayrapetyan, E.A. Gyanashyan, K.S. (2013), “Osnova postroyeniya parafaznogo svetodal'nomera PFSD-1,2” [The basis for the construction of a PFDS-1,2 paraphase light rangefinder]. *YSUAC, git.ashkh. [Proceedings of YSUAC]*. vol.IV (51), pp.123-129. (in Russian)
6. Gyunashyan, K.S., Hayrapetyan, E.A., Sinanyan, R.R., Khachatryan, K.Kh. (2000), “Optika kompensatsionnogo svetodal'nomera” [Optics of a compensating light-distance meter] *Geodeziya i aerofotos'yemka* [Geodesy and Aerophotosurveying], no. 2, pp.123-130. (in Russian)
7. Mustel, E. R., Parygin, V. N. (1970), *Metody modulyatsii i skanirovaniya sveta* [Methods of modulation and scanning of light]. Moscow, Nedra Publ., 296 p. (in Russian)
8. Meinke, H., Gundlakh, F. (1960), *Radiotekhnicheskij spravochnik. T.1* [Radio engineering reference book, vol.1] Leningrad, Gosenergoizdat Publ., 417 p. (in Russian)
9. Astaykin, A.I., Trotsyuk, K.V., Ionova, S.P., Profe V.B. (2008), *Teoriya i tekhnika SVCH*. [Theory and microwave technology]. Sarov, 466 p. (in Russian)
10. Edit. Shteynshleygera, V.B. (1952), *Izmereniya na SVCH* [Measurements on the microwave]. Moscow, Sovetskoye radio Publ., 320 p. (in Russian)



11. Megla, G. (1958), *Tekhnika detsimetrovykh voln* [Technique of decimeter waves]. Moscow, Sovetskoye radio Publ., 462 p. (in Russian)
12. Danilin, A.A. (2008), *Izmereniya v tekhnike SVCH* [Measurements in microwave technology]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 184 p. (in Russian)

**Աշխատանքն իրականացված է ՀՀ պետական բուջեից գիտական և գիտատեխնիկական գործունեության բազային ֆինանսավորմամբ «Երկրակեղևի սեյսմոգեն խզվածքներում տեղաշարժերի գրանցում և գեոդեզիական մոնիտորինգի իրականացում լազերային չափիչ գերձշգրիտ սարքերի կիրառմամբ» ծրագրի շրջանակում:**

**Հայրապետյան Եղիսաբեթ Հակոբի, տ.գ.թ., դոցենտ** (ՀՀ, ք.Երևան) – ՃՇՀԱՀ, ակ. Ռ. Մովսիսյանի անվ. Ինժեներական գեոդեզիայի պրոբլեմային լաբորատորիա, և.գ.ա., Ինժեներական գեոդեզիայի ամբիոն, (+374)43174090, [helizabet@yandex.ru](mailto:helizabet@yandex.ru), **Հարությունյան Վահարշակ Գագիկի** (ՀՀ, ք.Երևան) - ՃՇՀԱՀ, ակ. Ռ. Մովսիսյանի անվ. Ինժեներական գեոդեզիայի պրոբլեմային լաբորատորիա, և.գ.ա., (+374)91650033, [vahnar@mail.ru](mailto:vahnar@mail.ru), **Բաղդասարյան Էդիկ Հրաչիկի** (ՀՀ, ք.Երևան) - ՃՇՀԱՀ, ակ. Ռ. Մովսիսյանի անվ. Ինժեներական գեոդեզիայի պրոբլեմային լաբորատորիա, և.գ.ա., (+374)91956567, [baghd50@dk.ru](mailto:baghd50@dk.ru), **Խաչատրյան Արայիկ Ալեքսանի** (ՀՀ, ք.Երևան) - ՃՇՀԱՀ, ակ. Ռ. Մովսիսյանի անվ. Ինժեներական գեոդեզիայի պրոբլեմային լաբորատորիա, և.գ.ա., (+374)91201054, [AraikKhachatryan0@gmail.com](mailto:AraikKhachatryan0@gmail.com)

**Աйрапетян Егисабет Акоповна, к.т.н., доцент** (РА, г.Ереван) – НУАСА, Проблемная лаборатория инженерной геодезии им. акад. Р.Мовсисяна, с.н.с., каф. Инженерной геодезии, (+374)43174090, [helizabet@yandex.ru](mailto:helizabet@yandex.ru), **Арутюнян Вагаршак Гагикович** (РА, г.Ереван) – НУАСА, Проблемная лаборатория инженерной геодезии им. акад. Р.Мовсисяна, с.н.с., (+374)91650033, [vahnar@mail.ru](mailto:vahnar@mail.ru), **Багдасарян Эдик Грачикович** (РА, г.Ереван) – НУАСА, Проблемная лаборатория инженерной геодезии им. акад. Р.Мовсисяна, с.н.с. (+374)91956567, [baghd50@dk.ru](mailto:baghd50@dk.ru), **Хачатрян Араик Александрович**, (РА, г.Ереван) – НУАСА, Проблемная лаборатория инженерной геодезии им. акад. Р.Мовсисяна, м.н.с., (+374)91201054, [AraikKhachatryan0@gmail.com](mailto:AraikKhachatryan0@gmail.com)

**Hayrapetyan Yeghisabet, Ph.D., assistant** (RA, Yerevan) – NUACA, Problem Laboratory of Engineering Geodesy by Academician R. Movsisyan, senior researcher, chair of Engineering Geodesy, (+374)43174090, [helizabet@yandex.ru](mailto:helizabet@yandex.ru), **Harutyunyan Vagharshak** (RA, Yerevan) – NUACA, Problem Laboratory of Engineering Geodesy by Academician R. Movsisyan, senior researcher, 091650033, [vahnar@mail.ru](mailto:vahnar@mail.ru), **Baghdasaryan Edik** (RA, Yerevan) – NUACA, Problem Laboratory of Engineering Geodesy by Academician R. Movsisyan, scientific researcher, 091956567, [baghd50@dk.ru](mailto:baghd50@dk.ru), **Khachatryan Araik** – Problem Laboratory of Engineering Geodesy by Academician R. Movsisyan, junior researcher, 091201054, [AraikKhachatryan0@gmail.com](mailto:AraikKhachatryan0@gmail.com)

Ներկայացվել է՝ 26.10.2018թ.

Ընդունվել է տպագրության՝ 30.10.2018թ.