

УДК 538.56

АППАРАТНАЯ ФУНКЦИЯ АКУСТООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ГИПЕРЗВУКА ЗАМЕДЛЯЮЩИМИ СИСТЕМАМИ

Ю. А. Зюрюкин, Н. М. Ушаков

Методами линейной теории получены в общем виде выражения для аппаратной функции акустооптического модулятора с преобразователем на основе замедляющих систем. Проанализировано поведение аппаратной функции при угловой и частотной расстройках.

Известно, что использование замедляющих систем (ЗС) для возбуждения акустических сигналов в акустооптическом модуляторе (АОМ) СВЧ диапазона обеспечивает возможность получения широких полос рабочих частот вплоть до октавных значений при относительно высокой — порядка единиц процентов — дифракционной эффективности модулятора. В квазистатическом приближении, когда длина замедленной волны в ЗС много меньше ее периода, эти системы при сопряжении с пьезоэлементами образуют в эквивалентном представлении цепочки различных электрических фильтров, как это, например, показано в работе [1]. При этом формирование акустических полей пьезоэлектрическими преобразователями на основе ЗС обладает рядом общих особенностей, главной из которых является экспоненциальное распределение акустического поля по апертуре преобразователя, вызванное последовательным характером электроакустического преобразования и влияющее в свою очередь на угловые спектры акустического и соответственно выходного светового сигналов АОМ. В работе [2] был проведен расчет амплитуды выходного светового сигнала в виде плоской волны, рожденной в результате брэгговского взаимодействия входной плоской световой волны с плоской акустической волной, являющейся основной составляющей углового спектра преобразователя на основе ЗС. Однако полного анализа относительного углового распределения дифрагированного светового поля реального АОМ с преобразователем на основе ЗС, обладающего конечными величинами апертур светового и акустического сигналов, в зависимости от величин угловой и частотной расстроек до сих пор не проводилось. Под угловой и частотной расстройками в дальнейшем будем понимать соответственно изменение ориентации звукопровода относительно входного светового пучка при фиксированной частоте входного радиосигнала и изменение частоты входного радиосигнала при фиксированном относительном положении входного светового пучка. Исследование аппаратной функции АОМ в зависимости от частотной и угловой расстроек очень важно при разработке АОП различного назначения, поскольку позволяет теоретически оценивать угловые акустические спектры, возбуждаемые электрическими полями ЗС, и путем обеспечения условия брэгговского взаимодействия света с выбранной частью углового акустического спектра получать амплитудно-частотные характеристики АОМ.

Целью настоящей работы является получение аналитического выражения для аппаратной функции реального АОМ с преобразователем на основе ЗС и исследования этой функции в зависимости от величин угловой и частотной расстроек.

1. Расчет аппаратной функции реального АОМ. Для проведения расчета необходимо выбрать систему координат и геометрию акустооптического взаимодействия. Выберем координатную плоскость с прямоугольной системой координат XOY и будем считать, что в ней лежат все волновые векторы светового и акустического сигналов. Рассмотрим произвольный волновой вектор \vec{k}_a , соответствующий плоской акустической волне, распространяющейся под углом φ к оси X . Пусть под углом Брэгга θ_B к волновому фронту этой волны падает световая волна с волновым вектором \vec{k}_0 . Волновой вектор плоской дифрагированной волны обозначим как \vec{k}_d . Угол падения световой волны относительно плоскости $X=0$, в которой находится электроакустический преобразователь на основе ЗС, обозначим θ_0 . Преобразователь является многоэлементным, фазовый сдвиг между его соседними элементами в общем случае зависит от частоты возбуждающего радиосигнала. Обозначим протяженность преобразователя l , а его период — через P . Из сказанного выше следует, что световая волна, падающая под углом θ_0 к плоскости преобразователя, взаимодействует только с акустической волной, распространяющейся под углом φ к оси X .

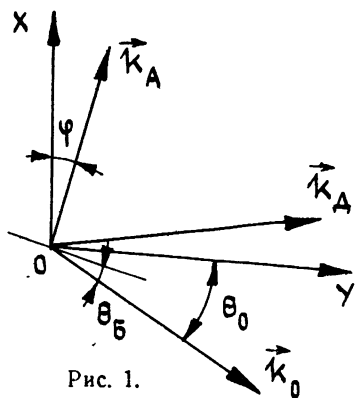


Рис. 1.

Для выбранной геометрии акустооптического взаимодействия, показанной на рис. 1, дифракция света происходит в плюс первый порядок. Все последующие наши рассуждения справедливы также и для минус первого порядка дифракции.

Пусть на электроакустический преобразователь АОМ подается некоторый радиосигнал $S(t)$. Этому сигналу соответствует мгновенное распределение электрического поля в ЗС в плоскости $X=0$, описываемое комплексной функцией $S(y, t)$.

Каждой спектральной составляющей радиосигнала соответствует распределение электрического поля $S_\Omega(y)$, которое представляет собой спектральную плотность комплексной амплитуды электрического поля:

$$S_\Omega(y) = \int_{-\infty}^{\infty} S(y, t) e^{-j\Omega t} dt. \quad (1)$$

Спектральная плотность комплексной амплитуды акустического поля в свою очередь определяется через функцию $S_\Omega(y)$ и передаточную функцию электроакустического преобразователя $k_n(\Omega)$:

$$U_\Omega(y) = S_\Omega(y) k_n(\Omega) = S(\Omega) k_n(\Omega) U(y),$$

где $S(\Omega)$ — спектральная составляющая радиосигнала $S(t)$, $U(y)$ — функция распределения акустического поля в плоскости $X=0$. Рассмотрим акустический сигнал АОМ в произвольный момент времени как мгновенный угловой спектр плоских волн, распространяющихся под разными углами к оси X . Тогда

$$F_\Omega(k_{ay}, x, t) = F_\Omega(k_{ay}) \exp [jk_{ax}(x - Vt)], \quad (2)$$

где

$$F_{\Omega}(k_{ay}) = k_{ay}(\Omega) S(\Omega) \int_{-\infty}^{\infty} U(y) \exp(-jk_{ay}y) dy,$$

$$F(k_{ay}) = \int_{-\infty}^{\infty} U(y) \exp(-jk_{ay}y) dy,$$

k_{ay} и $k_{ax} = \sqrt{k_a^2 - k_{ay}^2}$ — пространственные частоты акустического сигнала. Для геометрии акустооптического взаимодействия, представленной на рис. 1, пространственные частоты акустического сигнала определяются как

$$k_{ay} = (\Omega/V) \sin \varphi \simeq (\Omega/V) \varphi, \quad k_{ax} = (\Omega/V) \cos \varphi \simeq (\Omega/V), \quad (3)$$

где Ω , V — круговая частота и скорость распространения акустического сигнала в звукопроводе. Заметим, что здесь и ниже среда рассматривается изотропной как для светового, так и для акустического сигналов.

При реальном акустооптическом взаимодействии, когда имеем дело с взаимодействием светового и акустического пучков конечных размеров, область взаимодействия по оси X ограничена либо апертурой светового пучка, либо длительностью радиосигнала. В этом случае пространственно-временной акустический сигнал (2), с которым взаимодействует свет, определяется соотношением

$$F_{\Omega,r}(k_{ay}, x, t) = F_{\Omega}(k_{ay}, x, t) r(x), \quad (4)$$

где $r(x)$ — весовая функция, определяющая длину акустооптического взаимодействия по оси X . На основании вышесказанного весовая функция определяется соотношением

$$r(x) = r_1(x) r_2(x),$$

где

$$r_1(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq L \\ 0, & |x| > L \end{cases} \quad \text{и} \quad r_2(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq V\tau_n \\ 0, & |x| > V\tau_n \end{cases},$$

$$r(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq L_0 \\ 0, & |x| > L_0 \end{cases},$$

L — размер апертуры светового сигнала по оси X , τ_n — длительность радиосигнала, L_0 — эффективная апертура светового сигнала по оси X . Плоская световая волна, распространяющаяся под углом θ_0 в выбранной нами системе координат (рис. 1), будет взаимодействовать только с той плоской акустической волной из всего углового спектра, угол наклона волнового фронта которой относительно светового луча равен углу Брэгга. Тогда мгновенный пространственный спектр дифрагированного светового поля в плоскости $Y=0$ можно записать:

$$L_{\Omega}(k_{ay}, k_{dx}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} F_{\Omega,r}(k_{ay}, x, t) \exp(-jk_{dx}x) dx, \quad (5)$$

где k_{dx} — пространственные частоты дифрагированного светового сигнала. Причем пространственные частоты света нулевого порядка k_{0x} и плюс первого порядка k_{dx} определяются как

$$k_{0x} = -(\omega/c) \sin(\theta_B + \varphi) \simeq -(\omega/c)(\theta_B + \varphi) = -(\omega/c)\theta_0,$$

$$k_{\text{дх}} = k_{0\text{х}} + k_{\text{ах}} = (\omega + \Omega) c^{-1} \sin(\theta_{\text{Б}} - \varphi) \simeq (\omega/c)(\theta_{\text{Б}} - \varphi), \quad (6)$$

$$\Omega \ll \omega, \quad \sin \theta_{\text{Б}} \simeq \theta_{\text{Б}} = k_{\text{а}}/2k_0, \quad \sin \varphi \simeq \varphi = \Phi_m/k_{\text{а}}P,$$

где Φ_m — фазовый сдвиг на ячейку для m -й пространственной гармоники электрического поля ЗС. Тогда

$$R_0(k_{\text{дх}} - k_{0\text{х}} - k_{\text{ах}}) = \frac{2 \sin(k_{\text{дх}} - k_{0\text{х}} - k_{\text{ах}}) L_3/2}{(k_{\text{дх}} - k_{0\text{х}} - k_{\text{ах}}) L_3/2} \quad (7)$$

— пространственный спектр весовой функции $r(x)$, характеризующий амплитуды составляющих углового спектра света, участвующих в акустооптическом взаимодействии.

Рассмотрим акустооптическое взаимодействие двух плоских волн: составляющей акустического углового спектра с пространственной частотой $k'_{\text{ах}}$ и соответствующей составляющей углового спектра света. В этом случае мгновенный пространственный спектр дифрагированного спектра представлен одной составляющей, амплитуду которой определим из (4) и (5):

$$L_{\Omega}(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} F_{\Omega}(k_{\text{ау}}) \exp(-jk'_{\text{ах}} Vt) \times \\ \times R_0(k_{\text{дх}} - k_{0\text{х}} - k'_{\text{ах}}) \delta(k_{\text{ах}} - k'_{\text{ах}}) dk'_{\text{ах}}.$$

Используя «фильтрующее» свойство дельта-функции Дирака, получим

$$L_{\Omega}(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t) = F_{\Omega}(k_{\text{ау}}) R_0(k_{\text{дх}} - k_{0\text{х}} - k_{\text{ах}}) \exp(-jk_{\text{ах}} Vt). \quad (8)$$

С другой стороны, следуя из определения аппаратной функции, соотношение (8) запишем в виде

$$L_{\Omega}(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t) = S(\Omega) G_{\Omega}(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t), \quad (9)$$

где $G_{\Omega}(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t)$ — аппаратная функция АОМ. Используя (2), (8), (9), получим общий вид аппаратной функции АОМ:

$$G_{\Omega}(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t) = k_{\text{п}}(\Omega) F(k_{\text{ау}}) R_0(k_{\text{дх}} - k_{0\text{х}} - k_{\text{ах}}) \exp(-jk_{\text{ах}} Vt). \quad (10)$$

Следовательно, при подаче произвольного радиосигнала на вход АОМ мгновенный пространственный спектр дифрагированного света будет иметь вид

$$L(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\Omega) G_{\Omega}(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t) d\Omega.$$

Поскольку в АОП используются квадратичные фотоприемники, то имеет смысл рассматривать аппаратную функцию в виде

$$\tilde{G}_{\Omega}(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t) = G_{\Omega}(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t) G_{\Omega}^*(k_{\text{ау}}, k_{\text{дх}}, t). \quad (11)$$

Рассматривая ЗС как четырехполюсник, выход которого нагружен на согласованную нагрузку, а вход соединен со стандартной передающей линией, можно записать следующие балансные соотношения:

$$P_{\text{вх}} = (1 - |\Gamma|^2) P_0 = P_{\text{а}} + P_{\text{н}} = P_{\text{н}} e^{2\alpha N},$$

где P_0 , $P_{\text{вх}}$, $P_{\text{н}}$ — мощности прямого радиосигнала в передающей линии, на входе преобразователя и согласованной нагрузке, $P_{\text{а}}$ — акус-

тическая мощность. Тогда коэффициент передачи электроакустического преобразователя по мощности можно определить как

$$k_p(\Omega) = k_n(\Omega) k_n^*(\Omega) = (P_s/P_0) = (1 - |\dot{\Gamma}|^2)(1 - e^{-2\alpha N}), \quad (12)$$

где $\dot{\Gamma}$ — комплексный коэффициент отражения сигнала на входе преобразователя, α — затухание радиосигнала на периоде ЗС, N — число периодов ЗС. Определим спектральную функцию $F(k_{ay})$ углового акустического спектра, формируемого многоэлементным преобразователем на основе ЗС. Такой преобразователь представляет собой набор фазированных идентичных с точки зрения геометрии преобразователей, расположенных на расстояниях, равных периоду ЗС друг от друга. Запишем функции распределения акустических полей для этих преобразователей как

$$U_1(y), U_2(y + P), U_3(y + 2P), \dots, U_m[y + (N - 1)P].$$

Учитывая, что

$$U_2 = U_1 \exp[-(\alpha - j\Phi_m)], \quad U_3 = U_1 \exp[-2(\alpha - j\Phi_m)], \dots,$$

$$U_n = U_1 \exp[-(N - 1)(\alpha - j\Phi_m)],$$

и используя теорему смещения для фурье-преобразования, получим спектральную функцию всего многоэлементного преобразователя:

$$F(k_{ay}) = F_1(k_{ay}) \{1 + \exp[-j(k_{ay}P - \Phi_m) - \alpha] + \\ + \exp[-2j(k_{ay}P - \Phi_m) - 2\alpha] + \dots + \exp[-j(N - 1) \times \\ \times (k_{ay}P - \Phi_m) - (N - 1)\alpha]\}$$

или

$$F(k_{ay}) = \sum_{n=1}^N F_1(k_{ay}) \exp\{-n[j(k_{ay}P - \Phi_m) + \alpha]\}, \quad (13)$$

где

$$F_1(k_{ay}) = \int_{-d/2}^{+d/2} U(\xi) \exp(-jk_{ay}\xi) d\xi, \quad U(\xi) = \begin{cases} 1, & |\xi| \leq d/2 \\ 0, & \xi > d/2 \end{cases}$$

d — ширина отдельного элемента преобразователя вдоль оси Y , $\Phi_m = k_a P \sin \varphi_m \simeq k_a P \varphi_m$ — фазовый сдвиг радиосигнала на ячейке ЗС для m -й пространственной гармоники. Перепишем (13) в виде

$$F(k_{ay}) = \left(\frac{\sin k_{ay} d/2}{k_{ay} d/2} \right) \left(\frac{1 - \exp\{-N[j(k_{ay}P - \Phi_m) + \alpha]\}}{N[1 - \exp\{-j(k_{ay}P - \Phi_m) - \alpha\}]} \right).$$

С учетом полученных соотношений аппаратная функция принимает вид

$$\tilde{G}_\Omega(k_{ay}, k_{ax}) = (1 - |\dot{\Gamma}|^2)(1 - e^{-2\alpha N}) \times \\ \times \left\{ \frac{1 - e^{-\alpha N} [2 \cos(N(k_{ay}P - \Phi_m)) - e^{-\alpha N}]}{1 - e^{-\alpha} [2 \cos(k_{ay}P - \Phi_m) - e^{-\alpha}]} \right\} \left(\frac{\sin k_{ay} d/2}{N k_{ay} d/2} \right)^2 \times \\ \times \left[\frac{\sin(k_{ax} - k_{0x} - \sqrt{k_a^2 - k_{ay}^2}) L_s/2}{(k_{ax} - k_{0x} - \sqrt{k_a^2 - k_{ay}^2}) L_s/2} \right]^2. \quad (14)$$

Из полученного общего аналитического вида аппаратной функции нетрудно получить выражение для угловой и частотной расстроек АОМ. Пусть электроакустический преобразователь на основе ЗС полностью согласован со стандартной передающей линией и коэффициент передачи его имеет постоянную величину в пределах полосы расстройки частот. Рассмотрим угловую расстройку. Этот вид расстройки позволяет оценить угловой спектр преобразователя АОМ на фиксированной частоте акустического сигнала, поскольку угловые спектры дифрагированного света и акустического поля линейно связаны между собой. Предположим, что угловой спектр падающего света представлен только одной основной составляющей. Тогда аппаратная функция при угловой расстройке имеет вид

$$\tilde{G}_2(\varphi) = (1 - e^{-2\alpha N}) \left\{ \frac{1 - e^{-\alpha N} [2 \cos(2\pi f_0 P N (\varphi - \varphi_m)/V) - e^{-\alpha N}]}{1 - e^{-\alpha} [2 \cos(2\pi f_0 P (\varphi - \varphi_m)/V) - e^{-\alpha}]} \right\} \times \quad (15)$$

$$\times \left[\frac{\sin(\pi d f_0 \varphi / V)}{N \pi d f_0 \varphi / V} \right]^2,$$

где f_0 — фиксированная частота возбуждения акустического сигнала, φ_m — угол между центральным акустическим волновым вектором диаграммы направленности, соответствующей m -й пространственной гармонике поля ЗС, и нормалью к плоскости преобразователя.

Для примера рассмотрим угловую расстройку АОМ с преобразователем на основе ЗС, эквивалентная схема которого может быть представлена в виде электрической цепочки типа «фильтр нижних частот». Дисперсионное соотношение для всех пространственных гармоник ЗС такого типа может быть записано в виде [1]

$$\Phi_m = 2 \arcsin(f/f_{кр}) + 2\pi m,$$

где m — номер пространственной гармоники ЗС, $f_{кр}$ — частота отсечки ФНЧ.

На рис. 2а, б приведены рассчитанные зависимости угловых расстроек для двух уровней затухания радиосигнала в ЗС: $\alpha_1 = 0,01 \text{ Нн}$ и $\alpha_2 = 0,1 \text{ Нн}$. При этом предполагалось, что акустический сигнал в виде продольных волн возбуждается на частоте $f_0 = 1 \text{ ГГц}$ в звукопроводе из ниобата лития X-среза ($V = 6,57 \cdot 10^3 \text{ м/с}$) с помощью преобразователя на основе ЗС с периодом $P = 0,33 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, протяженностью отдельного излучателя $d = 0,1 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, числом элементов $N = 10$ и частотой отсечки ФНЧ $f_{кр} = 4 \text{ ГГц}$. Из приведенных зависимостей следует, что диаграмма направленности преобразователя на основе ЗС представлена в основном тремя наиболее интенсивными лепестками, соответствующими пространственным гармоникам: первой отрицательной, нулевой и первой положительной (слева направо), а рост затухания в ЗС приводит к уширению лепестков диаграммы направленности преобразователя и увеличению их интенсивности. Это связано с увеличением коэффициента передачи преобразователя и неравномерности распределения акустического поля, носящей экспоненциальный характер, по его апертуре.

Рассмотрим частотную расстройку. Частотная расстройка позволяет оценить рабочую полосу частот АОМ без геометрической подстройки звукопровода под угол Брэгга. Аппаратная функция в этом случае получается из (15) с учетом, что угол наклона волнового вектора акустического углового спектра, с которым взаимодействует свет, определяется соотношением $\varphi_m = \theta_0 - \theta_B + a_1 \Delta\varphi/2$ при $a_1 = 0, \pm 1$. Величина $\Delta\varphi$ определяет дифракционную расходимость лепестка диа-

граммы направленности преобразователя. При начальной установке угла θ_0 , соответствующей взаимодействию света с центральным волновым вектором выбранного лепестка диаграммы направленности преобразователя от m -й пространственной гармоники, величина a_1 равна нулю, тогда

$$\begin{aligned} \tilde{G}(f) = & (1 - e^{-2\alpha N}) \times \\ & \times \frac{1 - e^{-\alpha N} |2 \cos [k_a P N (\theta_0 - \theta_B - \varphi_m + a_1 \Delta\varphi/2)] - e^{-\alpha N}|}{1 - e^{-\alpha} |2 \cos [k_a P (\theta_0 - \theta_B - \varphi_m + a_1 \Delta\varphi/2)] - e^{-\alpha}|} \times \\ & \times \left\{ \frac{\sin [k_a d (\theta_0 - \theta_B + a_1 \Delta\varphi/2)/2]^2}{N [k_a d (\theta_0 - \theta_B + a_1 \Delta\varphi/2)/2]^2} \right\}, \end{aligned} \quad (16)$$

где $\Delta\varphi = V/fl$. Зависимости частотной расстройки при двух величинах затухания радиосигнала в ЗС представлены на рис. За кривыми 1, 2 ($\alpha_1 = 0,01 \text{ Нн}$) и 3 ($\alpha_2 = 0,1 \text{ Нн}$). Кривые отражают результат взаимодействия света с акустическими пучками, возбуждаемыми первой

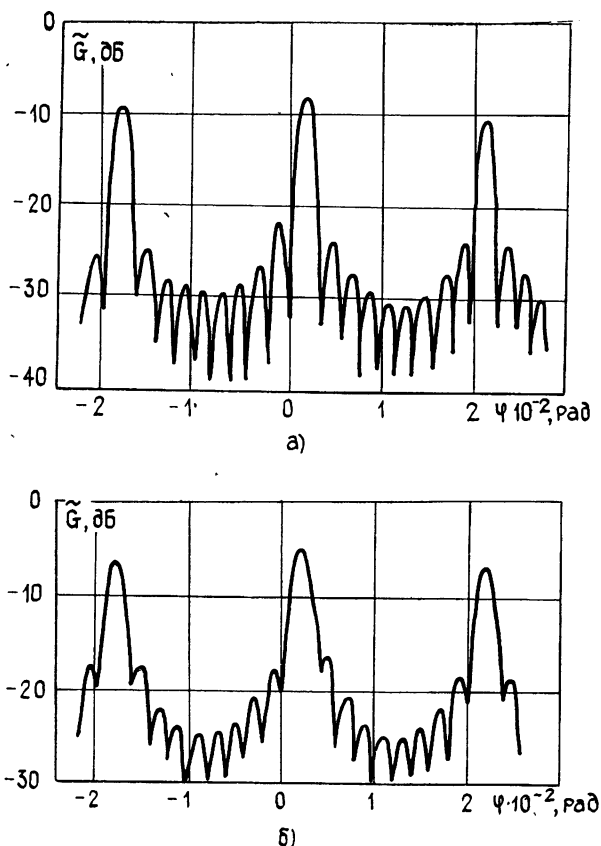


Рис. 2.

отрицательной пространственной гармоникой электрического поля ЗС при значении параметра $a_1 = 0$. Кривые 1 и 3 построены для преобразователя с числом элементов, равным 10, а кривая 2 — для случая, когда $N = 30$. В последнем случае полоса рабочих частот сужается за счет уменьшения дифракционной расходимости акустического сигнала:

Зависимости частотной расстройки для нулевой и первой отрицательной пространственной гармоник при разных значениях параметра a_1 представлены на рис. 3б кривыми 1—4. При этом нулевой пространственной гармонике и значению параметра $a_1 = 0$ соответствует кривая 1, а первой отрицательной пространственной гармонике соответствуют кривая 2 ($a_1 = +1$), кривая 3 ($a_1 = 0$) и кривая 4 ($a_1 = -1$). Наибольшая интенсивность дифрагированного света получается при работе с нулевой пространственной гармоникой. Однако при этом условие Брэгга выполняется в относительно узкой полосе частот. Максимальная величина произведения эффективности дифракции на полосу рабочих частот получается при работе с первой отрицательной пространственной гармоникой при $a_1 = -1$. При расчете предполагалось, что отношение протяженности отдельного элемента преобразователя d к периоду ЗС P составляет $d/p = 0,3$, а отношение центральной частоты полосы рабочих частот f_0 к частоте отсечки $f_{кр}$ составляет $f_0/f_{кр} = 0,25$. Число элементов преобразователя $N = 10$.

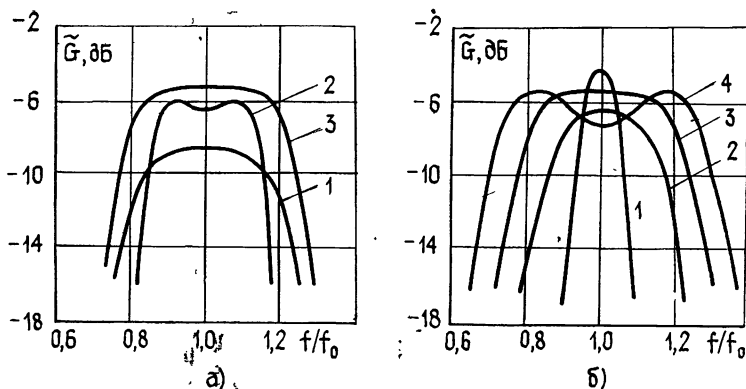


Рис. 3.

В заключение следует отметить, что полученные зависимости аппаратной функции при угловой и частотной расстройках позволяют достаточно просто и быстро провести оценки основных параметров АОМ с преобразователями на основе любых типов ЗС, что очень важно при разработке акустооптических устройств СВЧ диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Григорьев М. А., Зюрюкин Ю. А., Петров В. В., Толстикова А. В.— Изв вузов — Радиофизика, 1982, 25, № 8, с. 948
2. Зюрюкин Ю. А., Ушаков Н. М. Тезисы докладов Всесоюзной конференции «Исследование и разработка прецизионных измерительных комплексов и систем с использованием радиоволновых и оптических каналов связи» — Томск, ТИАСУР, 1981, ч 2, с. 64.

Саратовский государственный
университет

Поступила в редакцию
6 июня 1983 г.

APPARATUS FUNCTION OF ACOUSTOOPTIC MODULATOR WITH EXCITATION OF HYPERSONICS BY THE SLOWING-DOWN SYSTEMS

Yu. A. Zyuryukin, N. M. Ushakov

The general expression of apparatus function of acoustooptic modulator has been derived by the methods of linear theory. The behaviour of apparatus function for corner and frequency deviation is analyzed.