

УДК 534 874.2
535 241 13

АНАЛИЗ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ СОГЛАСОВАННОЕ УПРАВЛЕНИЕ АКУСТИЧЕСКИМ ПОЛЕМ В БРЭГГОВСКИХ АКУСТООПТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ НА КОРОТКОВОЛНОВОМ УЧАСТКЕ СВЧ ДИАПАЗОНА

М. А. Григорьев, Ю. А. Зюрюкин, В. В. Петров, А. В. Толстиков

На основе представления о «пространственных гармониках» возбуждающего электрического поля в многоэлементных электроакустических пьезопреобразователях с синфазными и противофазными элементами, а также с элементами, сопряженными с ячейками многозвенных цепочек фильтров низких или высоких частот, изучается возможность автоподстройки «под угол Брэгга» акустического поля, созданного этими преобразователями в акустических устройствах отклонения и модуляции света. Предложена методика расчета периода выбранной системы, длин отдельных элементов и длины всего преобразователя, необходимых для широкополосной работы акустооптического устройства. Рассчитаны геометрические и электрические параметры преобразователей сантиметрового диапазона радиоволн.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматриваются многоэлементные преобразователи, состоящие из периодически расположенных пьезоэлементов и предназначенные для преобразования электромагнитной энергии в акустическую в устройствах отклонения и модуляции света, основанных на брэгговском отражении световой волны от решетки, образованной звуковыми колебаниями. Предполагается, что пьезоэлементы возбуждаются на некоторой частоте f со сдвигом фазы на ячейку $\varphi_0(f)$. Одно из важнейших свойств таких преобразователей заключается в способности возбуждать сканирующий — в зависимости от частоты — звуковой пучок. Это позволяет расширить полосу частот, в которой автоматически выполняется угловое условие для волновых векторов взаимодействующих света и звука (известное как условие Вульфа — Брэгга), при более высокой дифракционной эффективности, чем в случае одноэлементных преобразователей.

Некоторые разновидности многоэлементных преобразователей изучались ранее в работах [1-4]; настоящая работа выполнена в их продолжение. В ней дается сравнение различных типов преобразователей; исследуется ширина полосы частот, в которой обеспечивается требуемое управление акустическим пучком; кратко рассматривается вопрос о согласовании преобразователя с генератором; найдены условия, позволяющие выбирать оптимальную геометрию преобразователя; показано, что возможно создать такие преобразователи, которые позволили бы управлять акустическим полем на частотах верхней части СВЧ диапазона. В отличие от других работ здесь мы рассматриваем многоэлементные преобразователи как периодические волноведущие структуры, электромагнитное поле которых описывается суммой пространственных гармоник [5] со сдвигом фаз на период

$$\varphi_m(f) = \varphi_0(f) + 2\pi m, \quad (1)$$

где $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ — номер гармоники.

В случае бесконечно длинного многоэлементного преобразователя каждая гармоника возбуждает плоскую упругую волну с волновым вектором K_m , модуль которого зависит от скорости звука $K_m = 2\pi f/v_{зв}$ и для изотропной среды не зависит от m . Проекция волнового вектора K_m на плоскость преобразователя, имеющего период l , должна быть равна волновому числу $\varphi_m(f)/l$ m -й пространственной гармоники. Отсюда следует, что угол α_m , определяющий направление вектора K_m и отсчитываемый, как показано на рис. 1, от нормали к плоскости преобразователя n_0 , выражается формулой

$$\alpha_m = \arcsin[v_{зв}\varphi_m(f)/2\pi fl], \quad (2)$$

$$-0,5\pi \leq \alpha_m \leq 0,5\pi.$$

Для заданного волнового вектора «звука» K_m брэгговское отражение может иметь место в двух независимых случаях, отличающихся направлениями волновых векторов падающего света k_1 или k_2 (см. рис. 1)*. Если угол θ_{0i} , определяющий направление волнового вектора падающего света в случае с номером i , отсчитывается от общего для всех гармоник направления групповой скорости $v_{гр}$ электромагнитной волны в преобразователе, то условие Вульфа — Брэгга можно записать следующим образом:

$$\alpha_m - \theta_{0i} = (-1)^i \theta_б. \quad (3)$$

Здесь величина $\theta_б$ (всегда больше нуля), называемая брэгговским углом, определяется известной формулой

$$\theta_б = \arcsin(\lambda_0/2n_0v_{зв}), \quad 0 \leq \theta_б \leq 0,5\pi, \quad (4)$$

где λ_0 — длина световой волны в свободном пространстве, n_0 — показатель преломления среды.

Номер случая i определяется следующим образом: $i=1$, если проекция вектора k_i на направление K_m противоположна K_m , и $i=2$, если они направлены одинаково.

При изменении частоты f волновой вектор K_m , как следует из (2), изменяет свое направление. Это явление можно использовать для расширения полосы частот $2\Delta f$, в которой выполнялось бы условие Вульфа — Брэгга (3), обеспечивающее дифракцию света на упругой волне при фиксированном значении θ_{0i} . Такой режим работы акустооптического устройства назовем автоподстройкой «под угол Брэгга». Из (3) следует, что для автоподстройки в окрестности некоторой частоты f_0 должно выполняться равенство

$$(d\alpha_m/df)_{f=f_0} = (-1)^i (d\theta_б/df)_{f=f_0}. \quad (5)$$

* Брэгговское отражение возможно также для волновых векторов $k_3 = -k_1$ и $k_4 = -k_2$, однако при анализе преобразователей эти случаи ничем не отличаются от рассмотренных в настоящей статье.

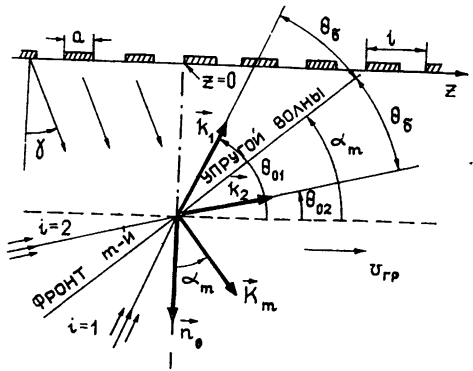


Рис. 1.

2. ВЫБОР ПЕРИОДА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Если известна функция $\varphi_0(f)$, характеризующая конкретный преобразователь, то, используя (2) и (4), можно из (5) найти требуемый для реализации автоподстройки на m -й гармонике (в окрестности частоты f_0) период многоэлементной структуры

$$l_m = (v_{зв}/2\pi f_0) \sqrt{\varphi_m^2(f_0) + [N_m(f_0)/\operatorname{tg} \theta_6(f_0)]^2}, \quad (6)$$

где

$$N_m(f_0) = [f_0(d\varphi_0/df)_{f=f_0} - \varphi_m(f_0)].$$

Из (5) также следует, что при $N_m(f_0) < 0$ автоподстройка возможна только для $i=1$, а при $N_m(f_0) > 0$ — только для $i=2$.

Угол θ_{0i} , указывающий требуемое направление волнового вектора падающего света, можно определить с помощью (3), положив $f=f_0$.

3. ИДЕАЛЬНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ СДВИГА ФАЗЫ ОТ ЧАСТОТЫ И СОПОСТАВЛЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Правильный выбор l_m и θ_{0i} для частоты f_0 еще не означает, что при вариациях f угол между волновым вектором света и фронтом упругой волны должен автоматически следовать за изменением $\theta_6(f)$. Чтобы автоподстройка имела место для выбранной пространственной гармоники, необходимо подобрать подходящую многоэлементную структуру, для которой реальная зависимость $\varphi_0(f)$ удовлетворительно следует в заданной полосе частот идеальной (требуемой) функции $\varphi_{\text{идл}}(f)$. Для нахождения последней воспользуемся формулами (3), (2) и (4). В результате получим

$$\varphi_{\text{идл}}(f) = \pi \{ 2l_m f v_{зв}^{-1} \sin[\theta_{0i}(l_m, f_0) + (-1)^i \theta_6(f)] - 2m \}. \quad (7)$$

Рассмотрим теперь возможности некоторых периодических систем обеспечить требуемую зависимость сдвига фаз от частоты в коротковолновой области СВЧ диапазона. Примеры, рассмотренные ниже, показывают, что размеры многоэлементных преобразователей весьма малы по сравнению с длиной электромагнитной волны. Поэтому выполняется условие квазистационарности, так что при различных способах соединения пьезоэлементов между собой анализируемая система может рассматриваться либо как многозвенная фильтрующая цепь, либо как некоторая комбинация последовательно и параллельно соединенных конденсаторов с пьезоэлектрическим наполнением. Простейшими вариантами могут служить ячейки фильтра низких (ФНЧ) [6] или высоких (ФВЧ) частот, для которых «реальный» сдвиг фазы $\varphi_0(f)$ выражается соответственно формулами [7]

$$\cos \varphi_0 = 1 - 2(f/f_{\text{гр}})^2 \quad \text{или} \quad \cos \varphi_0 = 1 - 2(f_{\text{гр}}/f)^2, \quad (8)$$

где $f_{\text{гр}}$ — граничная частота. Возможно, эти выражения не вполне точно опишут реальную зависимость $\varphi_0(f)$ и потребуются их теоретическая или экспериментальная коррекция.

Если соединительные проводники достаточно коротки, то в простейших случаях многозвенная цепь превратится в параллельное или последовательное соединение всех пьезоэлементов, а величина φ_0 приобретет постоянное значение 0 или π . Такие преобразователи назовем «синфазными» (СФ) или «противофазными» (ПФ).

Для ФНЧ и ФВЧ необходимый период l_m можно найти, если сначала на средней частоте f_0 рабочего диапазона задать желаемое значение $\varphi_0(f_0)$, затем из (8) определить граничную частоту $f_{\text{гр}}$ и, наконец, для выбранной пространственной гармоники по формуле (6) вычислить

искомую величину. При задании $\varphi_0(f_0)$ в первую очередь следует руководствоваться интервалом возможного изменения этой величины ($0 < \varphi_0 < \pi$) и шириной заданного диапазона частот. Кроме того, как показывает наш опыт создания многоэлементных преобразователей, не следует слишком приближаться к $\varphi_0 = \pi$, так как при этом сильно возрастает затухание в системе, уменьшается амплитуда электрического поля в ее емкостных элементах и быстро снижается эффективность преобразователя. Можно рекомендовать $\varphi_0(f_0)$ полагать равным $(0,5 \div 0,6)\pi$.

Для СФ и ПФ преобразователей период находится, если положить в (6) $\varphi_0 = 0$ или π .

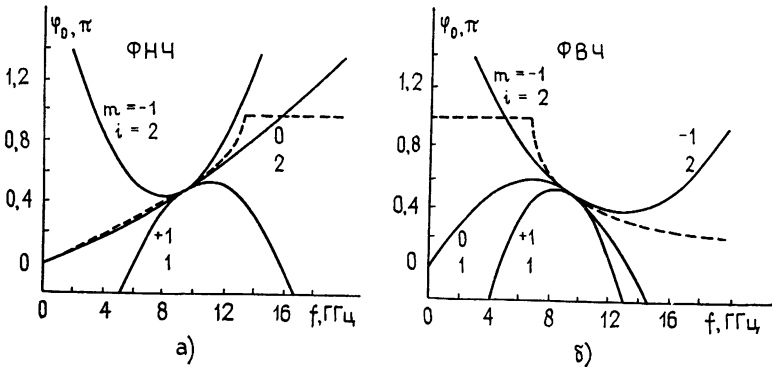


Рис. 2.

Рассмотрим указанные четыре типа преобразователей на примере: $f_0 = 9,4 \text{ ГГц}$, $\lambda_0 = 0,63 \text{ мкм}$, $v_{\text{зв}} = 11,1 \cdot 10^3 \text{ м/с}$, $n_0 = 1,76$. Ограничимся случаями $m = 0, \pm 1$ и положим для ФНЧ и ФВЧ $\varphi_0(f_0) = 0,5\pi$. На рис. 2а, б сплошными линиями показаны требуемые (идеальные) кривые $\varphi_{\text{ид}}(f)$, полученные по формуле (7) для ФНЧ и ФВЧ, а на рис. 3

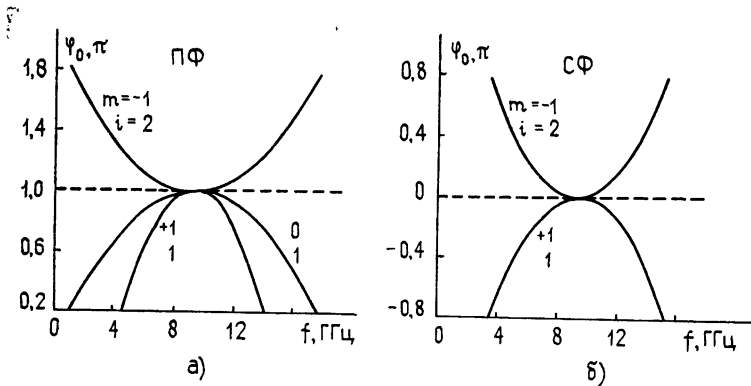


Рис. 3.

а, б — аналогичные зависимости для ПФ и СФ. Ни в одном из рассмотренных случаев функции $\varphi_{\text{ид}}(f)$ не совпадают с реальной зависимостью $\varphi_0(f)$ (пунктирные линии). Имеет место лишь их касание в точке $f_0 = 9,4 \text{ ГГц}$, так как они получены для l_m , удовлетворяющих условию (5). Лучше всего соответствуют реальным кривым $\varphi_0(f)$ зависимости, найденные для ФНЧ при $m = 0$ и для ФВЧ при $m = -1$. Что касается преобразователей ПФ и СФ, то следует отдать предпочтение

Многоэлементные преобразователи для $f_0 = 9,4$ ГГц

| № п/п | Наименов. преобразов. | φ_0, π (9,4 ГГц) | m | i | $l_m,$ мм | $\theta_{0i},$ град | $\varphi_0 - \varphi_{0иЛ}, \pi$ ($\Delta f = 1$ ГГц) | $\varphi_0 - \varphi_{0иЛ}, \pi$ ($\Delta f = -1$ ГГц) | $L,$ мкм | $f_1,$ ГГц | $f_2,$ ГГц |
|----------|--------------------------|-------------------------------|----------|--------|--------------|------------------------|---|--|----------|------------|------------|
| 1 | ФНЧ | 0,5 | 0 | 2 | 0,6 | 20,6 | 0,0027 | 0,0017 | 645 | 8,4 | 10,215 |
| 2 | ФНЧ | 0,5 | +1 | 1 | 7,3 | 20,3 | 0,0259 | 0,0247 | 684 | 8,4 | 10,422 |
| 3 | ФНЧ | 0,5 | -1 | 2 | 8,3 | -14,9 | -0,0205 | -0,0214 | 524 | 8,4 | 10,376 |
| 4 | ФВЧ | 0,5 | 0 | 1 | 4,4 | 12,6 | 0,022 | 0,026 | 293 | 8,4 | 10,5 |
| 5 | ФВЧ | 0,5 | +1 | 1 | 12,2 | 15,7 | 0,045 | 0,05 | 435 | 8,4 | 10,859 |
| 6 | ФВЧ | 0,5 | -1 | 2 | 3,4 | -23,6 | -0,001 | 0,0034 | 897 | 8,4 | 10,443 |
| 7 | ПФ | 1 | 0; (-1) | 1; (2) | 3,9 | (-)17,4 | (-)0,012 | (-)0,012 | 597 | 8,4 | 10,4 |
| 8 | ПФ | 1 | +1 | 1 | 11,7 | 17,4 | 0,035 | 0,035 | 592 | 8,4 | 10,4 |
| 9 | СФ | 0 | +1; (-1) | 1; (2) | 7,8 | (-)17,4 | (-)0,023 | (-)0,023 | 596 | 8,4 | 10,4 |

Таблица 1

первому из них, поскольку для него при $m=0$ и $m=-1$ кривая $\varphi_{\text{онд}}(f)$ имеет меньшую кривизну в точке касания.

В табл. 1 для всех рассмотренных случаев приведены полученные значения l_m и θ_{oi} . Там же даны отклонения реальных сдвигов фазы от требуемых $\Delta\varphi = \varphi_0 - \varphi_{\text{онд}}$ для частот, отличающихся от f_0 на ± 1 ГГц. Наименьшими значениями $\Delta\varphi$ ($\leq 0,003\pi$) характеризуется ФНЧ при $m=0$ и ФВЧ при $m=-1$. Последний проще изготовить, поскольку для него требуется больший период l .

4. ОПТИМАЛЬНОЕ СООТНОШЕНИЕ МЕЖДУ ДЛИНОЙ ЕДИНИЧНОГО ЭЛЕМЕНТА И ПЕРИОДОМ СИСТЕМЫ

Интенсивность упругой волны пропорциональна интенсивности возбуждающей пространственной гармоники электрического поля, а последняя, в свою очередь, зависит от отношения длины единичного элемента (a) к периоду системы l . Чтобы выяснить эту зависимость, найдем амплитуду E_m m -й пространственной гармоники [5] электрического поля в преобразователе:

$$E_m = l^{-1} \int_0^l E(z) \exp [j(\varphi_0 + 2\pi m)(z/l)] dz, \quad (9)$$

где $E(z)$ — амплитуда электрического поля в преобразователе. Амплитуда электрического поля в пьезоэлементах $E_{\text{п}}$ не зависит от координаты z , а в промежутках между ними равна нулю. Помещая начало координат на краю элемента (рис. 1), получим из (9) следующую формулу для комплексной амплитуды m -й пространственной гармоники:

$$\frac{E_m}{E_{\text{п}}} = \frac{\sin [(\varphi_0 + 2\pi m)(a/2l)]}{(\varphi_0 + 2\pi m)(a/2l)} \exp \left[j(\varphi_0 + 2\pi m) \frac{a}{2l} \right]. \quad (10)$$

На рис. 4 показаны рассчитанные в соответствии с формулой (10) зависимости $|E_m/E_{\text{п}}|^2$ от a/l для различных φ_0 и m . Они позволяют сравнить эффективность использования различных пространственных гармоник. При учете реальной зависимости $E_{\text{п}}(a)$ формула (10) дает возможность найти размер (a), обеспечивающий максимум E_m при фиксированной мощности генератора. Для ФНЧ и ФВЧ без потерь при согласовании на одном конце с генератором, а на другом — с поглотителем

$$E_{\text{п}}^2 = 2P [abh\varepsilon_r \varepsilon_0 \sqrt{|\omega_{\text{гп}}^2 - \omega^2|}]^{-1},$$

где P — мощность, отдаваемая генератором в согласованную нагрузку, b и h — ширина и толщина пьезоэлемента.

Для ПФ и СФ преобразователей $E_{\text{п}}$ зависит от способа подключения к генератору. Если преобразователь представляет собой нагрузку линии с волновым сопротивлением Z_0 , то, считая его «чистой» емкостью, имеем

$$E_{\text{п}}^2 = 4PZ_0 [h^2nk^{-1} + (\omega Z_0 \varepsilon_r \varepsilon_0 ab)^2 nk]^{-1},$$

где при параллельном соединении n элементов $k=n$, а при последовательном — $k=1/n$.

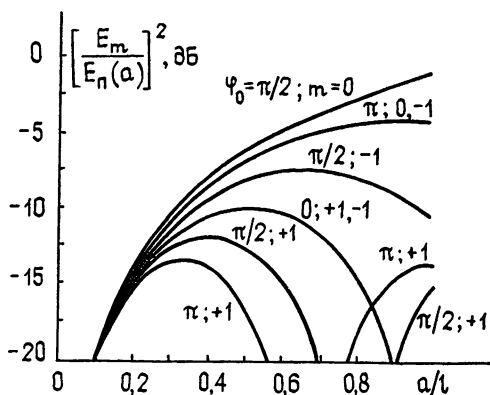


Рис. 4.

5. ВЫБОР ПОЛНОЙ ДЛИНЫ МНОГОЭЛЕМЕНТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Главная причина, требующая ограничения длины $L=nl$ многоэлементного преобразователя, заключается в необходимости обеспечить определенную расходимость акустического пучка. Дело в том, что поворот фронта упругой волны, обусловленный дисперсией используемой пространственной гармоники, не позволяет в чистом виде реализовать автоподстройку «под угол Брэгга», поскольку ни одна из рассмотренных реальных зависимостей $\varphi_0(f)$ не совпадает с идеальной $\varphi_{\text{ид}}(f)$. Поэтому в дополнение к имеющейся автоподстройке необходимо в плоскости дифракции света иметь некоторую расходимость упругой волны, что достигается ограничением L . Требуемая величина этой расходимости определяется заданной полосой Δf , выбранным типом преобразователя и номером m .

Для ФНЧ и ФВЧ может проявиться другая причина, ограничивающая L . Эти преобразователи подобны замедляющим системам, ячейки которых в связи с затуханием электромагнитных волн неодинаково используются в начале и в конце структуры. При согласовании одного конца такого преобразователя с генератором, а другого с поглотителем в нем должна распространяться бегущая электромагнитная волна, затухание которой определяется, главным образом, преобразованием части ее мощности в акустические колебания. Если эффективность работы каждого отдельного пьезоэлемента высока, то амплитуда будет быстро уменьшаться вдоль преобразователя и, начиная с некоторого элемента, все последующие станут практически бесполезны.

В преобразователях ПФ и СФ амплитуда не может меняться от элемента к элементу. Поэтому их длина ограничивается лишь требуемой расходимостью акустического пучка.

Полную картину излучения для преобразователя конечной длины можно представить как результат интерференции упругих волн, возбуждаемых отдельными пространственными гармониками. Каждая из них создает парциальный расходящийся акустический пучок. Если затухание электромагнитной волны пренебрежимо мало, то пучок можно рассматривать как результат дифракции плоской волны, падающей под углом α_m на отверстие прямоугольной формы. Один из размеров этого отверстия равен ширине b многоэлементного преобразователя, а другой — его длине L . При этом фазы упругих смещений, вызываемых в апертуре преобразователя различными пространственными гармониками, сохраняются такими же, как и у самих гармоник. В приближении изотропной среды излучаемая m -й гармоникой в направлении γ (см. рис. 1) акустическая волна подобно тому, как это происходит при фраунгоферовой дифракции световой волны на щели [8], имеет следующую комплексную амплитуду смещения:

$$u_m(\gamma) = c \left(\frac{E_m}{E_n} \right) \frac{\sin \xi_m(\gamma)}{\xi_m(\gamma)} \exp[-j\xi_m(\gamma)], \quad (11)$$

где c — некоторый коэффициент пропорциональности, $\xi_m(\gamma)$ определяется формулой

$$\xi_m(\gamma) = \pi f L v_{\text{зв}}^{-1} (\sin \gamma - \sin \alpha_m). \quad (12)$$

Поскольку в точке $z=0$ формула (10) дает правильно сфазированные между собой поля пространственных гармоник, а учет угла α_m обеспечивает правильную фазировку по всей апертуре преобразователя, то и формула (11) дает правильно сфазированные упругие смещения для различных m . Таким образом, комплексная амплитуда волны, излучаемой в направлении γ всеми пространственными гармониками преобразователя, выражается суммой

$$u(\gamma) = c \sum_{m=m_1}^{m_2} \left(\frac{E_m}{E_n} \right) \frac{\sin \xi_m}{\xi_m} \exp(-j \xi_m), \quad (13)$$

где m_1 и m_2 — номера пространственных гармоник, для которых соответственно $\alpha_{m_1} \approx -0,5\pi$, $\alpha_{m_2} \approx 0,5\pi$, $m_1 > -(flv_{зв}^{-1} + 0,5\varphi_0\pi^{-1})$, $m_2 < (flv_{зв}^{-1} - 0,5\varphi_0\pi^{-1})$.

Графическое сравнение угловой зависимости интенсивности $I(\gamma) = |u/c|^2$, полученной из (13), с соответствующей функцией из работы [9] при $f_0 = 9,4$ ГГц, $\varphi_0 = 0,5\pi$, $v_{зв} = 11,1 \cdot 10^3$ м/с, $l = 8,3$ мкм, $n = 10$, $m_1 = -7$, $m_2 = 6$ показало их совпадение.

На рис. 5 изображена полученная зависимость $I(\gamma)$. Там же пунктирной линией показана соответствующая кривая для одной пространственной гармоники с номером $m = -1$. Видно, что в области одного из максимумов кривой, при $\gamma \approx -0,12$ рад, расходимости парциальной упругой волны и суммарного акустического поля практически не отличаются. На этом основании для направлений, в которых интенсивность падает в 2 раза, запишем

$$\begin{aligned} (\sin \xi'_m / \xi'_m)^2 &= 0,5 \text{ или} \\ \xi'_m &= \pm 1,39. \end{aligned} \quad (14)$$

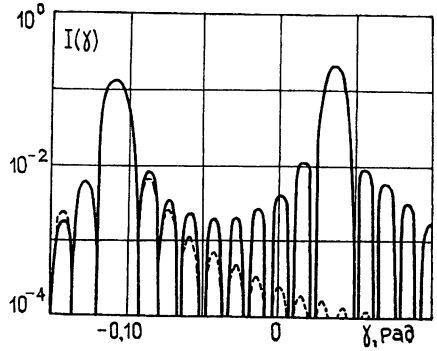


Рис. 5.

Поворот фронта упругой волны (см. (2)) приводит к изменению ξ_m , а следовательно, и к изменению интенсивности плоской волны, излучаемой в заданном направлении γ . При акустооптическом взаимодействии световой луч «выбирает» ту компоненту в угловом спектре расходящейся упругой волны, которая соответствует брэгговскому условию (3) и имеет переменное направление γ_6 , зависящее, как следует из (2), от частоты:

$$\sin \gamma_6 = \sin \alpha_{мид} = 0,5v_{зв}(\pi fl)^{-1} [\varphi_0 \text{ ид}(f) + 2\pi m]. \quad (15)$$

Подставляя (15) и (2) в (12), получим

$$\xi_m(f) = 0,5L \Delta\varphi_0(f) l^{-1}, \quad (16)$$

где

$$\Delta\varphi_0 = \varphi_0 \text{ ид}(f) - \varphi_0(f).$$

Отсюда следует, что если $\Delta\varphi_0(f_0) = 0$, то интенсивность дифрагированного света достигает максимума на частоте f_0 . При отклонении от f_0 в ту или другую сторону величина $\xi_m(f)$ изменяется, а интенсивность дифракции уменьшается. Если принять, что на краях частотного диапазона интенсивность дифрагированного света спадает на 3 дБ , то на основании (14) получим $\xi'_m(f_{1,2}) = \pm 1,39$. В случае, когда $\xi_m(f)$ при переходе через нуль меняет знак, из (16) будем иметь

$$\Delta\varphi_0(f_1) = \pm 2,78l/L, \quad \Delta\varphi_0(f_2) = \pm 2,78l/L, \quad (17)$$

где (+) перед правой частью соответствует одной границе полосы (f_1), а (—) — другой (f_2).

Если же на краях полосы знак $\xi'(f)$ остается неизменным, то можно увеличить ширину рабочей полосы частот за счет рассогласования углов в центре диапазона в противоположную сторону по сравнению

с краями. Для этого соответствующим подбором угла падения света θ_0 необходимо добиваться, чтобы в середине полосы $\xi_m(f_0) = \pm 1,39$, а на краях $\xi'_m(f_{1,2}) = \mp 1,39$. Тогда прежняя ширина рабочей полосы частот будет достигаться при меньшей расходимости акустического пучка (в 2 раза), и условия (17) для нахождения требуемой длины преобразователя примут вид

$$\Delta\varphi_0(f_{1,2}) = 5,57l/L. \quad (18)$$

Заметим, что функция $\Delta\varphi_0(f)$ в общем случае асимметрична относительно точки f_0 и поэтому $f_0 - f_1 \neq f_2 - f_0$. Этот факт иллюстрируется в табл. 1, где приводятся размеры преобразователей различных типов и соответствующие им граничные частоты, рассчитанные по формулам (17) и (18).

6. СОГЛАСОВАНИЕ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ГЕНЕРАТОРОМ СВЧ

Для обеспечения широкополосной работы ФНЧ и ФВЧ должны быть на одном конце согласованы с передающей линией, подводящей к ним СВЧ энергию, а на другом — с поглощающей нагрузкой. Расчет показывает, что для $f_0 = 9,4$ ГГц в случае пьезоэлементов из ZnO толщиной $\sim 0,3$ мкм [10], шириной 0,2 мм и длиной, определяемой условием максимума E_m (см. формулу (10)), при требуемых индуктивностях 0,1—5 нГн [7] волновые сопротивления лежат в интервале 10—100 Ом, что вполне приемлемо для согласования со стандартной линией.

В случае ПФ и СФ преобразователей необходимо воспользоваться таким соединением элементов, при котором модуль импеданса преобразователя составит величину 1—100 Ом. Тогда для подведения к преобразователю СВЧ мощности можно использовать линию с волновым сопротивлением, равным модулю импеданса преобразователя, что, как показано в [10], позволяет получить коэффициент преобразования —14 дБ в полосе частот $\sim 30\%$.

При анализе различных многоэлементных электроакустических преобразователей, предназначенных для акустооптических устройств, впервые использован общий подход к ним как к волноведущим структурам, электромагнитное поле которых описывается пространственными гармониками. Это позволило указать методику выбора того или иного максимума в угловом спектре излучения многоэлементного преобразователя и получить необходимые аналитические соотношения для расчета периода системы, длины отдельных элементов и полной длины преобразователя, обеспечивающих достижение желаемой ширины полосы частот, в которой действует автоподстройка «под угол Брэгга». Рассмотрены четыре конкретных типа многоэлементных преобразователей, два из которых состоят из периодической последовательности пьезоэлементов, входящих в ячейки фильтров низких или высоких частот (ФНЧ или ФВЧ), а два других — из синфазно или противофазно (СФ или ПФ) возбуждаемых пьезоэлектрических излучателей. Преобразователи типа ФВЧ и СФ рассмотрены впервые.

Впервые выполнен расчет геометрии преобразователей указанных типов для частоты 9,4 ГГц и кратко рассмотрен вопрос об их согласовании с генератором. Полученные результаты показывают, что для реализации преобразователей с рабочей полосой $2\Delta f = 2$ ГГц требуется выполнение структур с периодом 0,6—12 мкм и общей длиной 0,5—1 мм. При этом они могут быть удовлетворительно согласованы с генератором.

Сравнение различных преобразователей по их способности обеспечить автоподстройку «под угол Брэгга» в максимально широкой полосе частот показывает, что наилучшими вариантами являются преобразователи типов ФВЧ и ФНЧ, работающие соответственно на минус первой и нулевой пространственных гармониках. Однако для них требуются весьма малые периоды структуры, в первом случае 3,4 мкм, а во втором — 0,6 мкм.

Чтобы сделать окончательные выводы о применимости того или иного типа преобразователей в акустооптических устройствах и, в частности, в коротковолновой области СВЧ диапазона, необходимо в дальнейшем исследовать эффективность различных преобразователей и зависимость предельно достижимых параметров конкретных устройств от типа преобразователя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Alphonse G. A.—RCA. Review, 1972, 33, № 3, p 543.
2. Coguain G. A., Griffin J. P., Anderson L. K.—IEEE Trans., 1970, SU-17, № 1, p. 34.
3. Визен Ф. Л., Чернозатонский Л. А.—ЖТФ, 1979, 49, № 11, с 2405.
4. Зюрюкин Ю. А., Полотнягин В. А., Пушкин В. М., Ушаков Н. М. Тезисы докладов IX Всесоюзной конференции по акустоэлектронике и квантовой акустике.—М.: ВНИИФТРИ, 1976, с. 107.
5. Силин Р. А., Сазонов В. П. Замедляющие системы.—М.: Сов. радио, 1966.
6. Власов А. Б., Королев Н. М., Спирин В. А., Сыровец Н. И., Чиркин Н. М.—Изв. АН БССР. Сер. физико-техн. наук, 1970, № 4, с. 81.
7. Калинин В. И., Герштейн Г. М. Введение в радиофизику.—М.: Гостехиздат, 1957.
8. Калитеевский Н. И. Волновая оптика.—М.: Наука, 1971.
9. Cohen M. G., Gordon E. L.—The Bell System Technical J., 1965, № 4, p. 693.
10. Григорьев М. А., Ушаков В. Ю., Толстиков А. В., Пылаева Г. И., Зайцев Б. Д.—Радиотехника и электроника, 1980, 25, № 8, с. 1597.

Саратовский государственный
университет

Поступила в редакцию
16 апреля 1981 г.,
после переработки
25 февраля 1982 г.

ANALYSIS OF MULTIELEMENT ELECTROACOUSTIC CONVERTERS PROVIDING MATCHED CONTROL OF THE ACOUSTIC FIELD IN BRAGG ACOUSTOOPTICAL AT SHORT-WAVE SECTION OF VHF WAVE RANGE

M. A. Grigor'ev, Yu. A. Zyuryukin, V. V. Petrov, A. V. Tolstikov

On the basis of the notion about space harmonics of the exciting electric field in multielement electroacoustic transducers with cophasal and antiphasal elements, as well as with elements forming capacities of multilink chains of low or high frequency filter, the possibility of acoustic beam steering is studied in acoustooptic devices. The calculation method of the system period, separate elements length and the whole transducer length needed for broadband operation of this devices is suggested. Calculated geometrical and electrical transducer parameters in the centimeter radio wave range are given.