

УДК 534.874.2
535.241.13

**АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ
ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ,
ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ АВТОПОДСТРОЙКУ ЗВУКОВОГО ПУЧКА
В БРЭГГОВСКИХ АКУСТООПТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ. II**

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

Рассматриваются многоэлементные электроакустические преобразователи (МЭАП) для акустооптических (АО) устройств, обеспечивающие autopодстройку «под угол Брэгга» и представляющие собой последовательность синфазных или противофазных пьезоэлементов, а также элементов, входящих в ячейки многозвездных фильтров низких (ФНЧ) или высоких (ФВЧ) частот. Для случая МЭАП типа ФНЧ и ФВЧ найден оптимальный коэффициент преобразования (КП), обеспечивающий при заданной электромагнитной (ЭМ) мощности максимальную эффективность АО взаимодействия. Предложена методика нахождения параметров пьезоэлементов и эквивалентной схемы ячеек, обеспечивающих требуемое значение КП. Получены формулы, позволяющие вычислять предельную ЭМ мощность, подводимую к МЭАП, а также предельную эффективность АО взаимодействия в приближении слабого возмущения фотоупругой среды. Сделаны численные сопоставления МЭАП различного типа из ZnO на кристаллах LiNbO₃ X-реза с «подслоем» и «надслоем» из Al.

Целью настоящей статьи (см. также ч. I [1]) является сравнение известных многоэлементных электроакустических преобразователей (МЭАП) по величине максимально достижимой эффективности акустооптического (АО) взаимодействия при условии, что autopодстройка «под угол Брэгга» обеспечивается в заданной полосе частот. Указанная эффективность зависит от уровня акустической мощности, а следовательно, и от коэффициента преобразования (КП), которым характеризуется применяемый МЭАП. Для синфазных (СФ) и противофазных (ПФ) МЭАП не существует каких-либо ограничений, касающихся величины КП. Чем больше КП, тем лучше. В случае МЭАП, представляющих собой последовательность ячеек фильтра низких частот (ФНЧ) или фильтра высоких частот (ФВЧ), для получения максимальной эффективности АО взаимодействия КП должен принимать оптимальное значение. Как показано в [1], одиночная ячейка МЭАП типа ФНЧ или ФВЧ может обладать весьма высоким КП. Из рис. 5а, б работы [1] следует, что для пьезоэлементов из ZnO на LiNbO₃ при $\vartheta_0 = 3$ имеем $\eta_1 \approx -3 \text{ дБ}$. Пять таких ячеек преобразуют в акустические волны 97% от подводимой к преобразователю электромагнитной (ЭМ) энергии. В реальном МЭАП, содержащем несколько десятков подобных ячеек, работающими окажутся лишь первые элементы и применение такого МЭАП в АО устройстве окажется малоэффективным. Чтобы получить максимальную эффективность АО взаимодействия, необходимо обеспечить оптимальный закон уменьшения амплитуды ЭМ волны вдоль преобразователя. Это равносильно обеспечению оптимального значения КП как для одной ячейки, так и для всего преобразователя в целом, в связи с этим в настоящей статье мы получим, сначала, оптимальный КП для МЭАП фильтрового типа, затем рассмотрим вопрос о способе

реализации требуемого значения КП. После этого для всех рассмотренных здесь МЭАП мы найдем предельную ЭМ мощность, подводимую к преобразователю, и предельно достижимую эффективность АО взаимодействия. Используя полученные выражения, проведем для конкретного случая численное сравнение различных МЭАП.

1. ОПТИМАЛЬНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ МЭАП ТИПА ФНЧ И ФВЧ

В [2] показано, что при слабом взаимодействии плоской световой волны с упругой волной, амплитуда которой изменяется в продольном для света направлении (вдоль преобразователя), при равенстве угла падения брэгговскому углу, амплитуда поля дифрагированной световой волны выражается следующей формулой:

$$|E_{\text{диф}}| = \frac{E_0}{2} \frac{\pi n_0}{\lambda_0 \cos \theta_0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\Delta \epsilon(x)}{\epsilon} dx = E_0 \frac{\pi}{\lambda_0 \cos \theta_0} \int_{-\infty}^{\infty} \Delta n_0(x) dx. \quad (1)$$

Здесь $\Delta \epsilon(x)/\epsilon$ — амплитуда относительного изменения диэлектрической проницаемости, вызванного упругой волной, n_0 — показатель преломления, $\Delta n_0(x)$ — зависимость от координаты амплитуды изменения показателя преломления, E_0 — амплитуда падающей световой волны, θ_0 — брэгговский угол, λ_0 — длина световой волны в вакууме. Известно, [3], что $\Delta n_0(x) = \sqrt{M_2 P(x)}/2$, где $P(x)$ — закон изменения вдоль преобразователя плотности акустической мощности, M_2 — коэффициент качества фотоупругой среды, в которой осуществляется АО взаимодействие.

Если элементом длины dx преобразователя, имеющего ширину b , возбуждается акустическая мощность $dP_{\text{ак}}$, то $P(x) = (1/b)(dP_{\text{ак}}/dx)$ и тогда

$$\Delta n_0(x) = \sqrt{M_2/2b} \sqrt{dP_{\text{ак}}/dx}. \quad (2)$$

В нашем случае погонная мощность акустических колебаний $dP_{\text{ак}}/dx$ зависит от координаты в связи с затуханием ЭМ волны, вызванным электроакустическим преобразованием. При этом ЭМ мощность используемой m -й пространственной гармоники спадает вдоль преобразователя по закону

$$P_{\text{эм}, m}(x) = P_{\text{вх}, 1} \chi_m e^{-2\mu x}, \quad (3)$$

где $P_{\text{вх}, 1}$ — ЭМ мощность, подводимая к 1-й ячейке преобразователя при $x=0$, χ_m — весовой коэффициент m -й пространственной гармоники (см. (20) и (22) в [1]), μ — коэффициент затухания, определяемый эффективностью электроакустического преобразования.

Выразим коэффициент μ через найденное в [1] (см. (29а), (29б) в [1]) отношение квадратов амплитуд напряжения на выходе и входе одной из ячеек ω . С этой целью, используя (3), а также очевидное равенство $P_{\text{вх}, 1} = P_{\text{эм}+}(1 - |\Gamma|^2)$, где $P_{\text{эм}+}$ — мощность прямой ЭМ волны, а $|\Gamma|$ — модуль коэффициента отражения в передающей линии, запишем

$$dP_{\text{ак}, m} = -dP_{\text{эм}, m}(x) = 2\mu P_{\text{эм}+}(1 - |\Gamma|^2) \chi_m e^{-2\mu x} dx. \quad (4)$$

Проинтегрируем полученное выражение по длине МЭАП от 0 до L и найдем акустическую мощность, возбужденную m -й пространственной гармоникой ЭМ поля в преобразователе,

$$P_{\text{ак}, m} = -P_{\text{эм}+}(1 - |\Gamma|^2) \chi_m (e^{-2\mu L} - 1). \quad (5)$$

Мощность $P_{ак, m}$ можно также выразить через ЭМ мощность прямой волны и КП m -й гармоники

$$P_{ак, m} = P_{эм+} \eta_{Σ} \chi_m = P_{эм+} (1 - |\Gamma|^2) (1 - w^n) \chi_m, \quad (6)$$

где $\eta_{Σ}$ — суммарный КП (см. (21) и (27) в [1]), n — число элементов МЭАП, требуемое для автоподстройки «под угол Брэгга» в заданной полосе частот. Приравнивая правые части (4) и (5), получим

$$\mu = -\ln w / 2l_m, \quad (7)$$

где $l_m = L/n$ — период МЭАП, обеспечивающий автоподстройку при использовании m -й пространственной гармоники (см. (5) в [1]).

Подставляя теперь в (1) формулы (2), (4) и (7), а затем интегрируя и возводя в квадрат, найдем для интенсивности дифрагированного света следующее выражение:

$$J = J_0 \frac{\pi^2}{\lambda_0^2 \cos \theta_0} \frac{M_2}{b} P_{эм+} (1 - |\Gamma|^2) \chi_m \frac{L}{2} \frac{(1 - w^{n/2})^2}{\ln w^{-n/2}}. \quad (8)$$

Последний сомножитель в этой формуле, зависящий от w , принимает максимальное значение 0,4073 при

$$w_{опт}^n = 8,10359 \cdot 10^{-2}. \quad (9)$$

Это означает, что при $|\Gamma|^2 \ll 1$ оптимальное значение суммарного КП должно быть равно $\eta_{Σ, опт} \approx (1 - w_{опт}^n) = 0,919$ ($\eta_{Σ, опт} = -0,367$ дБ), а для одной ячейки

$$\eta_{1, опт} = (1 - w_{опт}) = 1 - (8,10359 \cdot 10^{-2})^{1/n}. \quad (10)$$

Полученная формула дает требуемое значение КП одной ячейки при заданном числе элементов и позволяет сознательно подойти к выбору параметров как самого пьезоэлемента, так и эквивалентной схемы фильтра.

Заметим, что если формулу (8) умножить и разделить на $(1 - w^n)$ и вернуться в ней к акустической мощности, используя (6), то вводя эффективную длину преобразователя $L_{эфф} = k_{эфф} L$, где

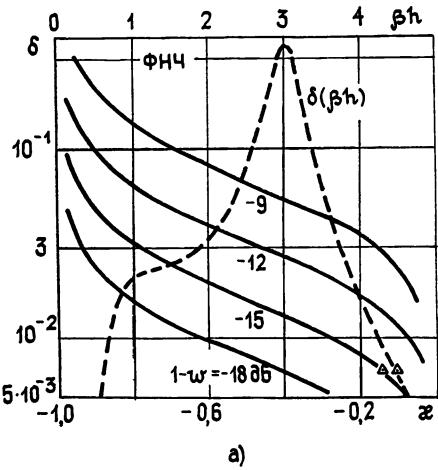
$$k_{эфф} = 2(w^{n/2} - 1)^2 / (w^n - 1) \ln w^n, \quad (11)$$

получим выражение, совпадающее по виду с аналогичной формулой для случая, когда погонная акустическая мощность не зависит от координаты. Для оптимального случая, используя (9), будем иметь $k_{эфф} = 0,443$. Таким образом, при одинаковой геометрической длине и акустический мощности СФ или ПФ МЭАП будут обладать в 2,26 раза более высокой АО эффективностью, чем любой МЭАП с бегущей волной, обладающий к тому же оптимальным законом изменения погонной акустической мощности вдоль преобразователя.

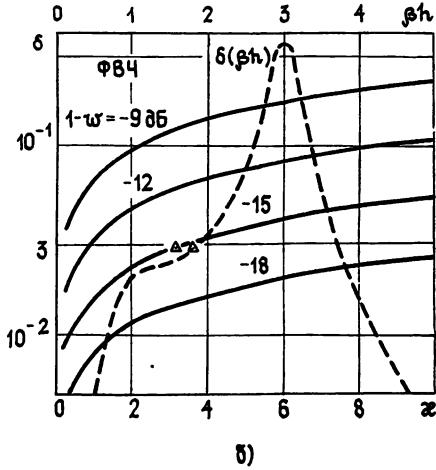
Величина $(1 - w_{опт})$ для реального преобразователя, содержащего несколько десятков ячеек, невелика. Например, для $n=80$, как следует из (10), $(1 - w_{опт}) = -15,1$ дБ, что заметно меньше тех максимальных значений η_1 , которые могут быть достигнуты при использовании распространенных пьезоэлектриков (ZnO , $LiNbO_3$). Поэтому необходимо правильно выбирать толщины составляющих пьезоэлемент слоев, а также параметры эквивалентной схемы применяемого фильтра, чтобы обеспечить оптимальную эффективность преобразования отдельной ячейки в заданной полосе рабочих частот. С этой целью важно выяснить, какой должна быть величина δ , равная отношению активной

и реактивной составляющей импеданса пьезоэлемента $\delta = \dot{R}/\dot{X}$, и ее зависимость от частоты, чтобы коэффициент преобразования одной ячейки ($1-\omega$) имел бы требуемое значение и оставался постоянным при изменении частоты.

На рис. 1а, б в плоскости (δ, κ) , где κ — параметр частоты, $\kappa = (\omega/\omega_{\text{гр}})^2 - 1$, $\omega_{\text{гр}}$ — граничная частота фильтра, показаны семейства линий постоянного значения $(1-\omega)$, рассчитанные для ФНЧ (а) и ФВЧ (б) по формулам 29а, б из [1]. На тех же рисунках пунктирной линией показана зависимость δ от произведения постоянной распространения акустической волны в пьезоэлектрике β на толщину последнего h для конкретного случая (ZnO на LiNbO_3 X-среза с «подслоем» и «надслоем» из Al). Зависимость $\delta(\beta h)$ взята из рис. 1 работы [1] для случая $p/h=0,1$, $g/h=0,5$, где p — толщина «надслоя», а g — толщина «подслоя».



а)



б)

Рис. 1.

Приведенные семейства позволяют связать, для некоторой частоты ω_0 , величины κ_0 и $\beta_0 h$, обеспечивающие получение требуемого значения $\eta_1, \text{опт}$ при максимально возможной, для данной кривой $\delta(\beta h)$, ширине полосы рабочих частот. Чтобы найти эту связь, необходимо на кривой $[\delta(\kappa)]_{\eta_1, \text{опт}}$, соответствующей желаемому значению $\eta_1, \text{опт}$, и на кривой $\delta(\beta h)$ отыскать точки с абсциссами κ_0 и $\beta_0 h$, для которых будут выполняться условия

$$\delta(\beta_0 h) = [\delta(\kappa_0)]_{\eta_1, \text{опт}}; \quad (12)$$

$$\left(\frac{d\delta(\kappa)}{d\kappa} \right)_{\kappa=\kappa_0} = \left(\frac{d\delta(\beta h)}{d(\beta h)} \right)_{\beta h=\beta_0 h} \left(\frac{d(\beta h)}{d\kappa} \right)_{\kappa=\kappa_0} = \left(\frac{d\delta}{d(\beta h)} \right)_{\beta h=\beta_0 h} \frac{\beta_0 h}{2(\kappa_0+1)}. \quad (13)$$

При нахождении в последнем условии производной $d(\beta h)/d\kappa$ использовалось очевидное равенство $(\beta h/\beta_0 h)^2 = (\kappa+1)/(\kappa_0+1)$.

Из (13) следует, что для достижения возможно большей ширины полосы рабочих частот необходимо, в первую очередь, обеспечить одинаковые знаки у производных в выбранных точках кривых $\delta(\beta h)$ и $\delta(\kappa)$. Поэтому для ФНЧ целесообразно использовать правый склон кривой $\delta(\beta h)$, а для ФВЧ — левый. Заметим, что при этом величина $(\beta_0 h)/2(\kappa_0+1)$ для ФНЧ оказывается больше единицы, а для ФВЧ — меньше единицы. Следовательно, в точках κ_0 и $\beta_0 h$ крутизна кривой $\delta(\kappa)$ для ФНЧ должна быть больше крутизны кривой $\delta(\beta h)$, а для ФВЧ — наоборот.

На рис. 1 а, б показаны найденные графически и отмеченные знаком Δ точки, для которых выполняются условия (12) и (13) в случае, когда $n=80$ и, как следует из (10), $\eta_{1, \text{опт}}=-15 \text{ дБ}$. Эти точки для приведенной на рис. 1 зависимости $\delta(\beta h)$ характеризуются следующими оптимальными параметрами: для ФНЧ $x_0=-0,15$, $\beta_0 h=4,42$, $\delta_0=6,75 \cdot 10^{-3}$, для ФВЧ $x_0=3,2$, $\beta_0 h=1,8$, $\delta_0=2,87 \cdot 10^{-2}$.

Располагая этими параметрами, можно для заданной частоты ω_0 выбрать толщины пьезоэлектрика, а затем «подслоя» и «надслоя», а также найти значения сосредоточенных реактивных параметров ячеек

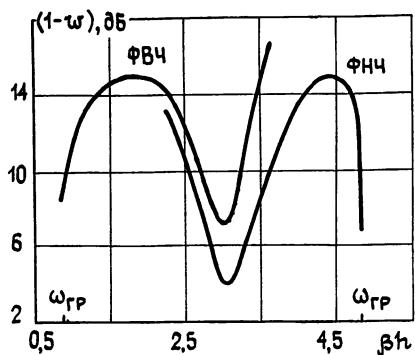


Рис. 2.

в полосе рабочих частот для ФВЧ ($\pm 41,5\%$) шире, чем для ФНЧ ($-14\%, +7,5\%$). Это дает основания считать, что в широкополосных АО устройствах МЭАП типа ФВЧ предпочтительнее, чем ФНЧ.

На рис. 2 показаны две расчетные зависимости $\eta_1(\beta h)=(1-w)$ для ФНЧ и ФВЧ, полученные соответственно по формулам (29а) и (29б) из [1], в случаях, для которых найдены вышеприведенные оптимальные значения x_0 и $\beta_0 h$. Эти кривые на конкретном примере ($n=80$) демонстрируют возможность обеспечить требуемый КП одной ячейки (-15 дБ)

больше 20%. В окрестности оптимальной точки $\beta_0 h$ полоса частот, определяемая «по уровню 3 дБ», заметно шире для ФВЧ ($\pm 41,5\%$), чем для ФНЧ ($-14\%, +7,5\%$). Это

дает основания считать, что в широкополосных АО устройствах МЭАП типа ФВЧ предпочтительнее, чем ФНЧ.

2. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ МЭАП ПО СПОСОБНОСТИ ОБЕСПЕЧИТЬ МАКСИМАЛЬНУЮ ЭФФЕКТИВНОСТЬ АКУСТООПТИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ

Эффективность АО взаимодействия η_{AO} определяется отношением интенсивностей дифрагированного и падающего света $\eta_{AO}=J/J_0$ и может быть, на основании (8), записана в виде

$$\eta_{AO} = \frac{\pi^2}{\lambda_0^2 \cos^2 \theta_0} \frac{M_2}{2b} P_{ak, m} L_{\text{эфф}}, \quad (14)$$

где $L_{\text{эфф}}$ — эффективная длина преобразователя, связанная в случае МЭАП фильтрового типа с геометрической длиной коэффициентом $k_{\text{эфф}}$ (см. (11)), а для СФ и ПФ МЭАП — равная их собственной длине L .

Таким образом, максимально возможная величина η_{AO}^{\max} будет определяться наибольшими значениями длины МЭАП L_{\max} и возбуждаемой им акустической мощности $P_{ak, m}^{\max}$. Длина МЭАП в АО устройстве определяется заданной шириной полосы частот, в которой обеспечивается автоподстройка «под угол Брэгга» (см. [4]), и не может быть сколь угодно большой. Различные МЭАП, при равной полосе частот, будут иметь различную максимальную длину. В свою очередь, возбуждаемая преобразователем акустическая мощность не может повышаться сколь угодно за счет увеличения подводимой ЭМ мощности, поскольку последняя ограничивается электрической прочностью пьезоэлектрика. У различных МЭАП пробой пьезоэлектрика будет наступать при разных уровнях подводимой ЭМ мощности и в силу различия величин η_m можно ожидать неодинаковых максимальных значений $P_{ak, m}^{\max}$.

а) Для МЭАП типа СФ и ПФ, при условии, что они являются нагрузкой линии с оптимальным волновым сопротивлением, определяемым формулой (1) из [1], можно, используя (8) и (9) из [1], независимо от схемы соединения элементов, получить следующую формулу для предельной ЭМ мощности прямой волны, подводимой к преобразователю:

$$P_{\text{эм+}}^{\max} = \frac{5,57}{8\pi} E_{\text{проб}}^2 \frac{\epsilon_0 \epsilon_r n_0 v_2 v_4^2 (a/l)_m b}{\lambda_0 (\Delta f)^2} \Phi(\beta_0 h, \delta_0). \quad (15)$$

Здесь $E_{\text{проб}}$ — пробойное значение напряженности электрического поля в пьезоэлектрике, Δf — полуширина полосы частот, в которой МЭАП обеспечивает автоподстройку, ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость пьезоэлектрика, v_2 и v_4 — скорости звука соответственно в пьезоэлектрике и в фотоупругой среде, $(a/l)_m$ — оптимальное отношение длины пьезоэлемента к периоду МЭАП [1], функция $\Phi(\beta_0 h, \delta_0)$ определяется выражением

$$\Phi(\beta_0 h, \delta_0) = \frac{(\beta_0 h) [(V\sqrt{1 + \delta_0^2} + \delta_0)^2 + 1]}{V(1 + \delta_0^2)^3}, \quad (16)$$

где $(\beta_0 h)$ и δ_0 соответствуют частоте ω_0 , на которой волновое сопротивление подводящей линии является оптимальным (см. (10) в [1]).

Если теперь подставить в (14) предельную акустическую мощность, выраженную через максимальную ЭМ мощность $P_{\text{эм+}}^{\max}$ с помощью суммарного КП η_Σ и весового коэффициента χ_m (см. (23) и (22) в [1]),

$$P_{\text{ак,м}}^{\max} = P_{\text{эм+}}^{\max} \eta_\Sigma \chi_m,$$

и для $P_{\text{эм+}}^{\max}$ использовать выражение (15), а также заменить в (14) длину МЭАП произведением $L = nl_m$ и воспользоваться для числа элементов n и периода МЭАП l_m формулами (5) и (9) из [1], то получим следующее выражение для предельной эффективности АО взаимодействия в случае СФ и ПФ МЭАП:

$$\eta_{\text{АО}}^{\max} f_0^4 \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^4 = 1,94 E_{\text{проб}}^2 \frac{M_2 \epsilon_0 \epsilon_r n_0^2 v_2 v_4^4}{\lambda_0^4 \cos^2 \theta_6} \times \\ \times \Phi(\beta_0 h, \delta_0) \eta_\Sigma (a/l)_m \chi_m. \quad (17)$$

Полученная формула так же, как и (14), справедлива при слабом АО взаимодействии, когда $\eta_{\text{АО}} \ll 1$. Хотя формула (17) формально годится для любого частотного диапазона, поскольку в ее правую часть практически не входит в явном виде частота, требование малости $\eta_{\text{АО}}$ приводит к выводу, что она применима лишь для достаточно больших частот. Действительно, величина $\eta_{\text{АО}}^{\max}$ при заданной относительной ширине полосы частот уменьшается с ростом частоты и может стать много меньше единицы лишь при достаточно большой частоте f_0 . Для меньших частот, когда (17) дает $\eta_{\text{АО}}^{\max} \geq 1$, следует считать, что эффективность АО взаимодействия может быть доведена до 100% при подведении к преобразователю достаточной мощности, меньшей или равной $P_{\text{эм+}}^{\max}$.

Следует также иметь в виду, что для того, чтобы МЭАП функционировал во всей заданной полосе частот автоподстройки $2\Delta f$, величина η_Σ должна оставаться практически постоянной во всей этой полосе.

В табл. 1 для СФ и ПФ МЭАП приводятся результаты вычисления величины $P_{\text{эм+}}^{\max} f_0^2 (\Delta f/f_0)^2$ и $\eta_{\text{АО}}^{\max} f_0^4 (\Delta f/f_0)^4$ по формулам (15) и (17), а также предельное значение эффективности АО взаимодействия на частоте 9,4 ГГц при относительной полуширине полосы частот $\Delta f/f_0 = -0,1$. При расчетах использовалась зависимость $\delta(\beta h)$, взятая из рис. 1 работы [1] для случая $g/h=0,5$, а функция (16) находилась для максимума кривой $\delta(\beta h)$ при $\beta_0 h=3$, $\delta_0=3,552 \cdot 10^{-1}$. Формула (23) из [1] при этом дала $\eta_{\text{э}}=5,01 \cdot 10^{-1}$ (-3 дБ). Было принято также $E_{\text{проб}}=10^7 \text{ В/м}$, $\lambda_0=0,63 \text{ мкм}$, $M_2=7,69 \cdot 10^{-15} \text{ с}^3/\text{кг}$. Последний коэффициент соответствует необыкновенному лучу света, падающему на кристалл LiNbO₃ в плоскости x_2x_3 под углом около 36° к оси x_2 [5].

Таблица 1

Тип МЭАП	m	$P_{\text{эм+}}^{\max} f_0^2 (\Delta f/f_0)^2$, $10^{18}, \text{ Вт}\cdot\text{Гц}^2$	$\eta_{\text{АО}}^{\max} f_0^4 (\Delta f/f_0)^4$, $10^{34}, \text{ Гц}^4$	$\eta_{\text{АО}}^{\max}, 10^{-2}$ при $f_0=9,4 \times$ $\times (\Delta f/f_0)=0,1$
СФ	+1, -1	0,735	1,06	1,36
ПФ	0, -1	1,715	5,16	6,61
	+1	0,612	0,62	0,794

Сравнение полученных результатов приводит к выводу, что наилучшим из представленных в табл. 1 вариантов является преобразователь типа ПФ при использовании пространственной гармоники с номером $m=0$ (-1). На частоте 9,4 ГГц при подводимой к нему ЭМ мощности 2 Вт можно достичь $\eta_{\text{АО}}^{\max}=6,6\%$ при полосе автоподстройки $2\Delta f/f_0=0,2$. Синфазный преобразователь обеспечивает примерно в 5 раз меньшую АО эффективность.

б) Для МЭАП типа ФНЧ и ФВЧ максимальная акустическая мощность $P_{\text{ак},m}^{\max}$ определяется не только типом преобразователя, но и видом ячеек, из которых он образован. При $P_{\text{вх},1}=\text{const}$ в зависимости от параметров схемы будут изменяться амплитуды напряжения на пьезоэлементах. На первом из них эта амплитуда принимает наибольшее значение. Связывая ее с величиной $P_{\text{вх},1}$, можно показать, что в случае МЭАП фильтрового типа предельная ЭМ мощность $P_{\text{эм+}}^{\max}=P_{\text{вх},1}^{\max}/(1-|\Gamma_0|^2)$ на частоте ω_0 выражается формулой

$$f_0^2 P_{\text{эм+}}^{\max} = \frac{E_{\text{проб}}^2}{8} \frac{\epsilon_0 \epsilon_r n_0 v_2 v_4^2 b}{\lambda_0} F(\beta_0 h, \kappa_0, \delta_0) k_m(a/l)_m, \quad (18)$$

где соответственно для Т- и П-ячеек ФНЧ, а затем для Т- и П-ячеек ФВЧ имеем

$$F = \frac{(\beta_0 h)(-\kappa_0)^{1/2}(\kappa_0+1)^{-1/2}\gamma_0(1+\cos\alpha_0)}{1 + \kappa_0(1 - \gamma_0^2) - 2\gamma_0(-\kappa_0)^{1/2}(\kappa_0+1)^{1/2}\sin\alpha_0}, \quad (19)$$

$$\begin{aligned} & \frac{(\beta_0 h)(-\kappa_0)^{1/2}(1+\cos\alpha_0)}{\gamma_0(\kappa_0+1)^{1/2}}, \quad \frac{4(\beta_0 h)(\kappa_0)^{1/2}\gamma_0(1+\cos\alpha_0)}{\delta_0^2+1}, \\ & \frac{2(\beta_0 h)(\kappa_0)^{1/2}(\kappa_0+1)\gamma_0(1+\cos\alpha_0)}{(1+\delta_0^2)[\kappa_0-2(\kappa_0)^{1/2}\gamma_0\sin\alpha_0+\gamma_0^2]}. \end{aligned}$$

Чтобы вычислить оптимальные значения F , необходимо найти $(\beta_0 h)$, ω_0 и δ_0 из условий (12) и (13) по известному оптимальному коэффициенту преобразования одиночной ячейки $\eta_{1,\text{опт}}$, а затем γ_0 , $\sin \alpha_0$ и $\cos \alpha_0$ из (14а), (14б) в [1].

Предельную эффективность АО взаимодействия нетрудно получить, если сначала из (18) найти $P_{\text{ак}}^{\max}$, воспользовавшись суммарным коэффициентом преобразования $\eta_{\text{вс}}$ и весовым коэффициентом χ_m (см. (20), (21), (27) и (28) в [1]), а затем подставить найденную величину в формулу (14), выразив в ней эффективную длину МЭАП через коэффициент $k_{\text{эфф}}$ (11), период l_m (см. (5) в [1]) и число элементов n :

$$f_0^4 \eta_{\text{AO}}^{\max} = E_{\text{проб}}^2 \frac{\pi^2 (1 - w^n) k_{\text{эфф}}}{8} \frac{M_2 \epsilon_0 \epsilon_r n_0^2 v_2 v_4^4}{\lambda_0^4} \times \\ \times F_1 k_m^2 \chi_m (a/l)_m n. \quad (20)$$

Здесь в оптимальном случае, как следует из (9) и (11), $\pi^2(1 - w^n) k_{\text{эфф}}/8 = 0,502$, а функция $F_1 = F \cos \alpha_0 / (1 + \cos \alpha_0)$. Полученная формула, так же как и (17), справедлива при слабом АО взаимодействии, когда $\eta_{\text{AO}} \ll 1$, и для нее остаются в силе соображения, высказанные выше о применимости (17).

Чтобы связать число элементов n с полосой частот, в которой обеспечивается автоподстройка, воспользуемся формулой, полученной в [4],

$$|\Delta\phi_0(f_{1,2})| = 5,57 l_m / L = 5,57/n, \quad (21)$$

где $\Delta\phi_0(f_{1,2})$ — отклонение требуемого (идеального) сдвига фаз на ячейку φ_0 от реального сдвига φ_0 на краях рабочей полосы частот f_1 и f_2 ,

$$\Delta\phi_0(f_{1,2}) = \varphi_0 \text{ид}(f_{1,2}) - \varphi_0(f_{1,2}). \quad (22)$$

Выражение для $\varphi_0 \text{ид}(f)$, найденное в [4], имеет вид

$$\varphi_0 \text{ид}(f) = \{(2l_m f / v_4) \sin [\theta_{0i} (l_m f_0) + (-1)^i \theta_6(f)] - 2m\}_\pi,$$

где θ_{0i} — угол, определяющий в соответствии с брэгговским условием направление волнового вектора падающего света в случае с номером i ($i=1$ или 2) и отсчитываемый от общего для всех пространственных гармоник направления групповой скорости. Вводя новую переменную $\Delta f = f - f_0$, можно выражение для $\varphi_0 \text{ид}(f)$ в предположении малых брэгговских углов свести к виду

$$\varphi_0 \text{ид}(f_0 + \Delta f) \approx \varphi_0(f_0) + A_1 \frac{\Delta f}{f_0} + B_1 \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2 + C_1 \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^3. \quad (23)$$

Реальный сдвиг фазы на период $\varphi_0(f)$ при $\delta^2 \ll 1$ приближенно выражается для ФНЧ и ФВЧ известной [6] формулой

$$\cos \varphi_0(f) = 1 - 2(f/f_{\text{тр}})^{2v},$$

где $f_{\text{тр}}$ — граничная частота, а $v=1$ для ФНЧ и -1 — для ФВЧ.

Если разложить $\varphi_0(f)$ в ряд Тейлора, ограничиваясь четырьмя членами этого ряда,

$$\varphi_0(f_0 + \Delta f) \approx \varphi_0(f_0) + A_2 \frac{\Delta f}{f_0} + B_2 \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2 + C_2 \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^3,$$

и подставить его совместно с (23) в формулу (22), а затем в (21), то будем иметь

$$\frac{5,57}{n} \simeq \left| A \frac{\Delta f}{f_0} + B \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 + C \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^3 \right|, \quad (24)$$

где

$$A = A_1 - A_2 = \varphi_m(f_0) + (-1)^i \pi k_m \cos \alpha_m(f_0) - 2v \operatorname{tg} [\varphi_0(f_0)/2],$$

$$B = B_1 - B_2 = (-1)^i \pi k_m \cos \alpha_m(f_0) - \theta_{6,0}^2 \varphi_m(f_0)/2 -$$

$$- (1-v) \operatorname{tg} [\varphi_0(f_0)/2] - \operatorname{tg}^3 [\varphi_0(f_0)/2],$$

$$C = C_1 - C_2 = -\theta_{6,0}^2 \varphi_m(f_0)/2 - (v-1) \operatorname{tg} [\varphi_0(f_0)/2] -$$

$$- [(4v-3)/3] \operatorname{tg}^3 [\varphi_0(f_0)/2] - v \operatorname{tg}^5 [\varphi_0(f_0)/2],$$

$$\varphi_m(f_0) = \varphi_0(f_0) + 2\pi m, \quad \cos \alpha_m(f_0) = \sqrt{1 - [\varphi_m(f_0)/\pi k_m]^2 \sin^2 \theta_6(f_0)},$$

$\alpha_m(f_0)$ — угол между фронтом упругой волны, возбуждаемой m -й пространственной гармоникой и плоскостью преобразователя, i — принимает значения 1 или 2 в зависимости от используемой пространственной гармоники (см. [4]), k_m определяется для частоты ω_0 формулой (7) из [1].

Для ФВЧ при $m = -1$ $\Delta\varphi_0$, проходя через нуль, меняет знак. В таком случае в (24) вместо коэффициента 5,57 следует подставить 2,78 [4].

Таким образом, чтобы получить искомое число элементов n , необходимо сначала вычислить коэффициенты в (24). Для этого нужно знать сдвиг фазы $\varphi_0(f_0)$. В оптимальном случае, когда преобразователь обладает максимальной шириной полосы пропускания, величина χ_0 (а следовательно, и $\varphi_0(f_0)$) должна удовлетворять условиям (12) и (13). Но эти условия могут быть использованы, если известен оптимальный коэффициент преобразования одной ячейки $\eta_{1,\text{опт}}$, который, в свою очередь, находится из (10), если известно искомое число элементов n . Следовательно, оптимальные значения n , χ_0 , $\varphi_0(f_0)$, а также $\varphi_0(\omega_0)$ и θ_6 можно найти лишь в результате совместного решения уравнений (12), (13) и (24), задавая для этого рабочую полосу частот автоподстройки $2\Delta f$. Решение указанной задачи возможно лишь с помощью ЭВМ.

В настоящей статье для грубой оценки предельной АО эффективности η_{AO}^{\max} , достижимой с помощью МЭАП типа ФНЧ и ФВЧ, положим во всех случаях $n = 80$. Это число выбрано на основании работы [4], где показано, что для обеспечения полосы частот автоподстройки $2\Delta f/f_0 \approx 0,2$, МЭАП типа ФНЧ и ФВЧ должны иметь несколько десятков элементов. Для $n = 80$ из (10) получим $\eta_{1,\text{опт}} \approx -15 \text{ dB}$, а условиям (12) и (13) будут удовлетворять точки, отмеченные на рис. 1а, б знаком Δ .

В табл. 2 для МЭАП из ZnO с «подслоем» и «надслоем» из Al, с числом элементов $n = 80$, расположенных на кристаллах LiNbO₃ X-резца, приводятся результаты вычисления по формулам (18) и (20) обобщенных величин $P_{9M}^{\max} f_0^2$ и $\eta_{AO}^{\max} f_0^4$, а также конкретных значений η_{AO}^{\max} для $f_0 = 9,4 \text{ ГГц}$. В таблице также даны оптимальные сдвиги фаз на период $\varphi_0(\omega_0)$, оптимальные отношения $(a/l)_m$, весовые коэффициенты χ_m и коэффициенты k_m для различных m . Там же указаны допустимые относительные отклонения $\Delta f/f_0$, определяющие полосу частот автоподстройки «под угол Брэгга». Эти отклонения получены в результате решения кубического уравнения (24) при $n = 80$. Коэффициенты

Таблица 2

№ п/п	Тип МЭАП	$\Phi_0(\phi_0)$, π	m	$(a/l)_m$	χ_m	k_m	Тип ячейки	$P_{\text{эм}}^{\max} f_0^2 \cdot$ $10^{18} B_r \Gamma_4^2$	$\eta_{\text{АО}}^{\max} f_0^4$ $10^{36}, \Gamma_4^4$	Для $f_0 = 9,4 \Gamma\Gamma_4, n=80$	
								$\eta_{\text{АО}}^{\max}, 10^{-4}$	$-\Delta f/f_0$	$+\Delta f/f_0$	
1			0	0,7	0,56	0,77	T	0,37	0,38	0,49	0,064
2							II	0,36	0,26	0,34	
3	ФНЧ	0,747	+1	0,27	0,12	1,33	T	0,25	0,09	0,12	0,058
4							II	0,24	0,06	0,08	
5			-1	0,59	0,37	2,72	T	1,11	2,7	3,43	
6							II	1,10	1,9	2,39	0,111
7			0	0,7	0,67	0,67	T	2,21	2,4	3,04	
8							II	1,12	1,2	1,55	0,133
9	ФВЧ	0,324	+1	0,32	0,20	2,67	T	4,01	5,1	6,54	0,095
10							II	2,04	2,6	3,32	
11			-1	0,44	0,28	1,34	T	2,79	2,5	3,15	
12							II	1,42	1,25	1,60	0,121

в (24) находились для оптимальных значений ω_0 (при $n=80$), отмеченных на рис. 1а, б знаком Δ . В случаях, для которых в табл. 2 дается только одно значение $\Delta f/f_0$, уравнение (24) имело единственный действительный корень. Для ФНЧ и ФВЧ при $m = -1$ в табл. 2 отсутствуют значения $\Delta f/f_0$, со стороны граничной частоты фильтра, а для ФНЧ при $m=0$ отсутствует нижний край полосы автоподстройки. В этих случаях соответствующие границы рабочей полосы частот преобразователя можно найти, воспользовавшись кривыми на рис. 2 для точек, в которых величина $(1-w)$ еще имеет приемлемое значение. Если принять, что в рабочей полосе частот допускается перепад коэффициента преобразования одной ячейки на 3 dB , то в случае ФНЧ для нижней границы рабочей полосы из рис. 2 получим $(\beta h)=3,8$, а для верхней $(\beta h)=4,75$, а в случае ФВЧ нижняя граница будет при $(\beta h)=1,05$, а верхняя при $(\beta h)=2,55$. Соответствующие значения $\Delta f/f_0 = (\beta h - \beta_0 h)/\beta_0 h$ на границе рабочей полосы будут равны для ФНЧ: $-0,14; +0,0747$, а для ФВЧ $-0,417; +0,417$. Сопоставляя эти числа с соответствующими значениями из табл. 2, видим, что расчетная ширина полосы частот автоподстройки для $n=80$ в случае ФНЧ мало отличается от полосы, в которой КП одной ячейки изменяется не более, чем на 3 dB , а в случае ФВЧ — оказывается существенно меньшей.

Из табл. 2 следует, что в коротковолновой части СВЧ диапазона МЭАП типа ФНЧ обладает меньшей, чем ФВЧ, предельно достижимой эффективностью АО взаимодействия. Лишь при $m = -1$ ФНЧ оказывается сравним с ФВЧ. Наибольшей предельно достижимой АО эффективностью обладает преобразователь, образованный T -ячейками ФВЧ при $m = +1$. В этом случае для $f_0 = 9,4 \text{ ГГц}$ при $P_{\text{эм+}}^{\text{max}} \approx 45 \text{ мВт}$ имеем $\eta_{\text{AO}}^{\text{max}} \approx 0,065\%$, а частотный диапазон, в пределах которого обеспечивается автоподстройка, заключается в интервале от 8,1 до 10,9 ГГц . Для МЭАП типа ФНЧ при $m = -1$ в случае $f_0 = 9,4 \text{ ГГц}$ $\eta_{\text{AO}}^{\text{max}} \approx 0,034\%$ при $P_{\text{эм+}}^{\text{max}} = 13 \text{ мВт}$ и полосе автоподстройки от 8,4 ГГц до $\sim 10 \text{ ГГц}$.

Из табл. 2 также видно, что T -ячейки независимо от номера m позволяют получить более высокие значения $\eta_{\text{AO}}^{\text{max}}$, чем P -ячейки для ФНЧ на 1,6 dB , а для ФВЧ на 2,9 dB .

Анализ, проведенный в настоящей работе, показывает.

1) При использовании МЭАП фильтрового типа коэффициент электроакустического преобразования одной ячейки должен принимать оптимальное значение, зависящее от числа элементов. Это оптимальное значение может быть получено рациональным выбором сдвига фаз на период МЭАП и толщин слоев, составляющих пьезоэлемент. При этом МЭАП типа ФВЧ позволяет получить существенно более широкополосное устройство возбуждения акустических волн с оптимальным коэффициентом преобразования, чем МЭАП типа ФНЧ.

2) МЭАП типа СФ и ПФ в коротковолновой части СВЧ диапазона обладает на два—три порядка более высокой предельно достижимой АО эффективностью, чем МЭАП типа ФНЧ и ФВЧ. Наилучшим из рассмотренных вариантов является МЭАП с противофазными элементами, работающий на основной пространственной гармонике $m = 0(-1)$. Для частоты 9,4 ГГц расчетная предельная АО эффективность для ПФ МЭАП при условии использования ниобата лития X -среза составляет примерно 6,6% при «полосе автоподстройки» 20% и подводимой ЭМ мощности около 2 Вт .

3) МЭАП фильтрового типа позволяет получать высокие предельные эффективности АО взаимодействия на частотах ниже 3 ГГц при соответствующем увеличении подводимой ЭМ мощности. Учитывая прос-

тоту согласования этих МЭАП с волноводным трактом, их можно рекомендовать для использования на указанных частотах в АО устройствах с автоподстройкой «под угол Брэгга».

Результаты, полученные в настоящей работе, могут быть использованы для расчета МЭАП различных типов при разработке АО устройств.

ЛИТЕРАТУРА

- Григорьев М. А., Петров В. В., Толстиков А. В. — Изв. вузов — Радиофизика, 1985, 28, № 7, с. 908.
- Cohen M. G., Gordon E. J. — Bell System Techn. J., 1965, № 4, p. 693.
- Сиротин Ю. И., Шаскольская М. П. Основы кристаллофизики. — М.: Наука, 1979.
- Григорьев М. А., Зюрюкин Ю. А., Петров В. В., Толстиков А. В. — Изв. вузов — Радиофизика, 1982, 25, № 8, с. 948.
- Браже Р. А., Григорьев М. А., Наянов В. И. — ФТТ, 17, вып. 3, с. 886.
- Калинин В. И., Герштейн Г. М. Введение в радиофизику. — М.: Гостехиздат, 1957.

Саратовский государственный
университет

Поступила в редакцию
4 июня 1984 г.

EFFICIENCY ANALYSIS OF MULTIELEMENT ELECTROMECHANICAL SOUND BEAM STEERING TRANSDUCERS IN BRAGG ACOUSTOOPTICAL DEVICES. II

M. A. Grigor'jev, V. V. Petrov, A. V. Tolstikov

Multielement beam steering electromechanical transducers, which track the Bragg scattering angle and represent the sequence of cophasal and antiphasal piezoelements as well as elements forming a part of cells of multilink low or high frequency filters are discussed. The optimum conversion loss providing the maximum acoustooptical interaction efficiency under given electromagnetic power in the case of filter type transducers is found. The design method of piezoelement and equivalent cell circuit parameters providing the required conversion loss is suggested. Relations are derived which permit one to calculate both the maximum electromagnetic power supplied to multielement transducer and the maximum acoustooptical interaction efficiency in approximation of weak perturbation of acoustooptical medium. Numerical comparisons of the transducers on ZnO basis with Al thin film electrodes on the X-oriented LiNbO₃ are performed.

Аннотации депонированных статей

К ВОПРОСУ ИНТЕРПОЛЯЦИИ РАДИОКАРТ НЕБА

M. E. Миллер

(Окончание)

Затем вычисляются значения яркостной температуры на некоторой частоте f_0 ($f_1 < f_0 < f_2$):

$$T_{f_0}^l = T_{f_1,2}^l \left[\frac{f_{1,2}}{f_0} \right]^{\beta_l}. \quad (3)$$

Все расчеты производятся на ЭВМ и уровни постоянной яркостной температуры (изофоты) выводятся на графопостроитель. В работе приводится радиокарта неба на $f_0=300$ МГц, построенная на основе оригинальных обзоров на $f_1=38$ и $f_2=404$ МГц (угловое разрешение 7°,5'). Погрешность абсолютных значений яркостной температуры на $f_0=300$ МГц оказывается в среднем не более ±10%.

Статья депонирована в ВИННИТИ,
регистр. № 4219-85. Деп. от 14 июня 1985 г.