

07;08;09

Взаимодействие света с акустическими СВЧ волнами, возбуждаемыми непериодическими многоэлементными преобразователями. II

© М.А. Григорьев, А.В. Толстикова, Ю.Н. Навроцкая

Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского,
410071 Саратов, Россия

(Поступило в Редакцию 3 июля 2000 г. В окончательной редакции 9 января 2001 г.)

Теоретически исследуется работа непериодических многоэлементных пьезопреобразователей при акусто-оптическом взаимодействии в коротковолновой части СВЧ диапазона. Вычисляются частотные зависимости эффективности взаимодействия плоской световой волны со звуковыми полями, возбуждаемыми преобразователями с противофазными соседними пьезоэлементами. Анализируются случаи, когда шаг многоэлементной структуры меняется плавно либо скачкообразно, а пьезоэлементы характеризуются широкой либо узкой полосой пропускания.

Введение

Целью настоящей работы (см. также часть I) является сравнение непериодических многоэлементных электроакустических преобразователей (МЭАП) с периодическими и между собой по величине эффективности акусто-оптического (АО) взаимодействия при условии, что автоподстройка "под углом Брэгга" обеспечивается в заданной полосе частот. Анализируются противофазные (ПФ) МЭАП, у которых соседние элементы возбуждаются со сдвигом фазы $\varphi_0 = \pi$ рад. Рассматриваются три варианта непериодических МЭАП: с плавным изменением шага и с широкополосными пьезоэлементами, с плавным изменением шага и узкополосными пьезоэлементами и секционированный преобразователь с узкополосными пьезоэлементами. В качестве периодического МЭАП, с которым производится сравнение, выбран противофазный преобразователь. О нем известно (см. в [1] ссылку [5]), что амплитуда возбуждаемой им парциальной "звуковой" волны, обычно используемой для взаимодействия с падающим светом, имеет большее значение по сравнению с синфазным преобразователем. Здесь рассматриваются случаи, когда расходимость падающего света в плоскости АО взаимодействия существенно меньше расходимости "звука". Такая ситуация реализуется в дефлекторе. МЭАП с переменным шагом возбуждает в фотоупругой среде акустические колебания, амплитуда и фаза которых имеют сложное пространственное распределение. Поэтому здесь мы прежде всего получим формулу для расчета эффективности АО взаимодействия в общем случае секционированного преобразователя.

Эффективность АО взаимодействия в случае МЭАП с переменным шагом

Известно, что при АО взаимодействии дифрагированный свет появляется благодаря изменению диэлектрической проницаемости среды ε . Для изотропной

дифракции это изменение связано с деформацией S формулой $\Delta\varepsilon = -\varepsilon^2 p S$ [2], где p — фотоупругая константа. Таким образом, для нахождения интенсивности дифрагированного света необходимо знать распределение амплитуды и фазы деформации среды на поверхности преобразователя. Остановимся здесь на наиболее сложном из рассмотренных в настоящей работе случаях — секционированном МЭАП. На рис. 1 показана зависимость амплитуды деформации S от координаты x в плоскости анализируемого преобразователя. Там же показаны основные обозначения. Преобразователь содержит n секций, в каждой из них M_i элементов, i — номер секции, ν_i — номер элемента в i -й секции, l_i и L_i — соответственно период и длина элементов в i -й секции. На поверхности пьезоэлементов амплитуда деформации остается постоянной, а между ними равна нулю. Фазы колебаний соседних элементов отличаются на угол φ . Мощности акустических волн P_{ν_i} , возбуждаемых каждым элементом в отдельности, будем считать известными. Воспользовавшись вектором Умова, нетрудно выразить амплитуду деформации на поверхности пьезоэлемента через излучаемую акустическую мощность

$$S_{\nu_i}^2 = 2P_{\nu_i} / (\rho v_{ac}^3 H L_i), \quad (1)$$

где H — ширина пьезоэлементов.

Распределение $S(x)$ в плоскости МЭАП можно представить с помощью интеграла Фурье в виде непрерывного спектра, каждая составляющая которого является элементарной плоской волной с амплитудой $g(k_x)dk_x$, где k_x — проекция волнового вектора k на ось x . Величина $g(k_x)$ является плотностью этого спектра и находится в результате преобразования Фурье

$$g(k_x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(x) e^{-jk_x x} dx. \quad (2)$$

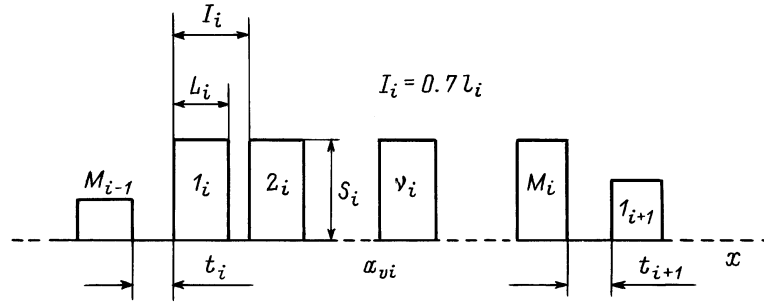


Рис. 1. Зависимость амплитуды деформации от координаты x для секционированного преобразователя.

Если ввести угол γ , отсчитываемый от нормали к плоскости преобразователя и указывающий направление волнового вектора элементарной волны, то можно записать $k_x = (2\pi/\Lambda) \sin \gamma$, где Λ — длина "звуковой" волны. Тогда выражение (2) даст нам величину $g(\gamma)$, называемую угловым спектром.

Следовательно, АО взаимодействие плоской световой волны и расходящегося "звукового" пучка сводится к взаимодействию плоских волн. При этом дифрагированный свет возникает только от той элементарной составляющей углового спектра, которая удовлетворяет брэгговскому условию. Если слабо расходящийся пучок света направить так, чтобы он удовлетворил указанному условию на центральной частоте f_0 для середины используемого лепестка углового спектра, то на этой частоте будем иметь дифракционный максимум.

Тот факт, что в действительности интенсивность света в дифракционном максимуме оказывается конечной величиной, объясняется ограниченными размерами области АО взаимодействия, что приводит к появлению расходимости света. Таким образом, в АО взаимодействие вовлекаются составляющие углового спектра, находящиеся в конечном интервале углов $\Delta\gamma$. В результате амплитуда дифрагированного света становится конечной.

При отклонении частоты от f_0 условию Брэгга станет удовлетворять уже другая составляющая углового спектра "звука". Амплитуда дифрагированного света при этом уменьшится практически пропорционально уменьшению плотности спектра $g(\gamma)$.

Таким образом, эффективность АО взаимодействия с точностью до постоянного множителя может быть найдена из выражения (2) как квадрат модуля углового спектра. Необходимо только для заданной частоты f и направления падающего света Θ_0 предварительно подставить в формулу (2) угол $\gamma_B(f)$, который определяет направление элементарной волны, удовлетворяющей брэгговскому условию,

$$\gamma_B(f) = \Theta_0 - \Theta_B(f).$$

Для представленного на рис. 1 распределения амплитуды деформации $S(x)$ формулу (2) можно переписать

следующим образом:

$$g(\gamma) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^n \sum_{\nu=1}^{M_i} \int_{a_{\nu i}}^{(a_{\nu i}+L_i)} S_{\nu i} e^{-j(\chi_{\nu i}-1)\varphi} e^{-jk \sin \gamma x} dx,$$

где $\chi_{\nu i}$ — сквозной номер ν -го элемента в i -секции, $a_{\nu i}$ — координата края ν -го элемента, $S_{\nu i}$ — не зависящая от координаты амплитуда на ν -м элементе i -й секции, которую можно из формулы (1) выразить через мощность упругих колебаний $P_{\nu i}$, возбуждаемых этим элементом.

После интегрирования и нахождения квадрата модуля получим следующее выражение для эффективности АО взаимодействия:

$$\eta_{\text{АО}} = \frac{I(f)}{I_0} = K \left| \sum_{i=1}^n \left(\sqrt{L_i} \frac{\sin \Gamma_i}{\Gamma_i} e^{-j\Gamma_i} \sum_{\nu=1}^{M_i} \sqrt{P_{\nu i}} e^{-j\Phi_{\nu i}} \right) \right|^2, \quad (3)$$

где $I(f)$ — интенсивность дифрагированного света, I_0 — интенсивность падающего света, K — коэффициент пропорциональности,

$$\Gamma_i = \frac{\pi L_i f}{\nu_{\text{ac}}} \sin[\Theta_0 - \Theta_B(f)],$$

$$\Phi_{\nu i} = (\chi_{\nu i} - 1)\varphi + \frac{2\pi f}{\nu_{\text{ac}}} \sin[\Theta_0 - \Theta_B(f)] a_{\nu i}.$$

Если для случая одиночного пьезоэлемента ($n = M_i = 1$, $\Theta_0 = \Theta_B$) сопоставить полученное выражение с формулой Гордона [3], то в предположении слабого АО взаимодействия ($\eta_{\text{АО}} \ll 1$) будет иметь

$$K = \pi^2 M_2 / 2\lambda_0^2 H \cos^2 \Theta_B.$$

Случай одиночного пьезоэлемента и периодического МЭАП

Для сравнения непериодических МЭАП с обычными преобразователями и выяснения их достоинств и недостатков были рассчитаны в диапазоне 8–10 GHz частотные зависимости АО эффективности в случаях одиночного пьезоэлемента и многоэлементной периодической

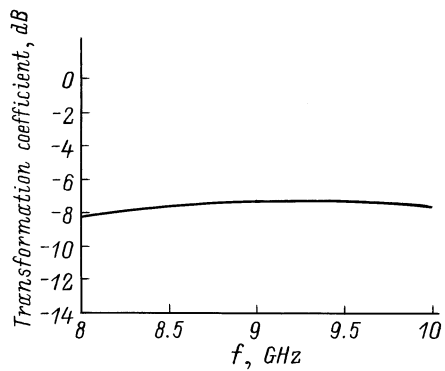


Рис. 2. Зависимость коэффициента преобразования от частоты для одиночного пьезоэлемента из ZnO ($h = 0.09 \mu\text{m}$). Волновое сопротивление передающей линии $Z_0 = 0.38 \Omega$.

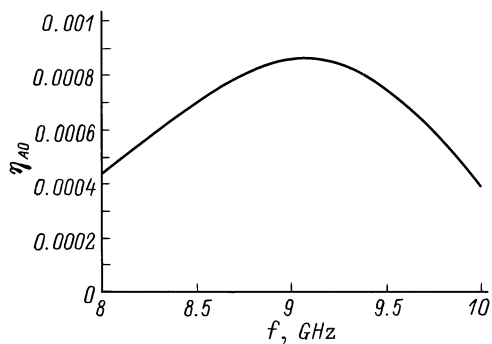


Рис. 3. Зависимость эффективности АО взаимодействия от частоты для одиночного пьезоэлемента $L = 15 \mu\text{m}$, $P_{ac} = 0.03 \text{ W}$.

структуры типа ПФ. При этом длины преобразователей выбирались так, чтобы в указанном диапазоне частот перепад АО эффективности составлял $\sim 3 \text{ dB}$. В анализе предполагалось наличие широкополосных пьезоэлементов на основе окиси цинка Z-ориентации ($0.09 \mu\text{m}$) с медными подслоем ($0.1 \mu\text{m}$) и надслоем ($0.8 \mu\text{m}$). В качестве фотоупругой среды был взят ниобат лития X-среза, в котором указанными преобразователями возбуждались продольные упругие волны. На рис. 2 показана зависимость коэффициента преобразования от частоты в случае такого пьезоэлемента, являющегося нагрузкой оптимальной передающей линии. Видно, что в диапазоне 8–10 GHz коэффициент преобразования меняется от -8.3 до -7.3 dB. При расчете эффективности АО взаимодействия поперечный размер пьезоэлемента был принят равным $50 \mu\text{m}$, а продольный (в направлении падающего света) пришлось выбрать $15 \mu\text{m}$. На рис. 3 показана полученная для одиночного пьезоэлемента зависимость $\eta_{AO}(f)$ в предположении, что мощность СВЧ генератора равна 1 W, а угол падения света $\Theta_0 = \Theta_B$ ($f_0 = 9 \text{ GHz}$) = 0.197 rad . Максимальное значение η_{AO} оказалось равным 0.085% на частоте 9 GHz, спадая до 0.045% на краях диапазона.

При рассмотрении периодических МЭАП мы остановились на двух вариантах преобразователей типа ПФ.

Первый из них имел период $1.9 \mu\text{m}$, а второй — $3.5 \mu\text{m}$. Длины элементов составляли 0.71 и были соответственно равны 1.33 и $2.45 \mu\text{m}$. Для обеспечения автоподстройки в окрестности частоты 9 GHz углы падения света Θ_0 , как того требует формула (3) из работы [1], были соответственно приняты равными 0.392 и 0.3019 rad . В первом случае "рабочая точка" на кривой $l(f)$ при $f = 9 \text{ GHz}$ находилась в минимуме, а во втором — на высокочастотном склоне [1, рис. 1]. Для того чтобы оба преобразователя обеспечивали указанную выше ширину полосы частот, пришлось в первом варианте выбрать 135 элементов, а во втором — только 7. Мощность, излучаемая пьезоэлементами, вычислялась по формуле (16) из [1] при $P_{al} = 1 \text{ W}$. Предполагалось также, что передающие линии характеризуются расчетными оптимальными волновыми сопротивлениями: в первом случае $Z_{0,opt} = 8.5 \Omega$, а во втором — 85Ω . Полученные зависимости $\eta_{AO}(f)$ представлены соответственно на рис. 4 и 5. Первая из них имеет двугорбую форму, типичную для противофазного МЭАП с оптимальным периодом. Максимальное значение АО эффективности достигает 4.3%. Вторая зависимость имеет несимметричную одностороннюю форму с максимальным значением $\eta_{AO} = 0.4\%$ на частоте 9 GHz.

Таким образом, МЭАП с оптимальным периодом ($1.9 \mu\text{m}$) оказывается существенно более эффективным преобразователем для АО дефлектора, чем одиночный пьезоэлемент и чем МЭАП с неоптимальным периодом ($3.5 \mu\text{m}$). Единственное преимущество последнего заключается в облегченной технологии изготовления в связи с большим периодом и меньшим числом элементов. Однако низкая дифракционная эффективность делает применение такого МЭАП малоперспективным.

Случай непериодического МЭАП с плавным изменением шага и широкополосными пьезоэлементами

Были рассмотрены два варианта таких непериодических преобразователей. Они отличались законами $l(x)$. Общим был алгоритм нахождения этих законов, описанный в работе [1]. Для первого варианта угол падения света был принят равным $\Theta_0 = 0.393 \text{ rad}$, а для второго — 0.3019 rad . Законы изменения шага от частоты, полученные для указанных двух вариантов, удовлетворяют формуле (3) в [1] и показаны на рис. 1 в [1]. Нижняя кривая с минимумом на частоте 9 GHz соответствует первому варианту, а верхняя — второму. Следует обратить внимание на численные значения шага. В первом варианте шаг изменяется незначительно. На концах преобразователя он равен $\sim 1.91 \mu\text{m}$, в середине — $1.89 \mu\text{m}$. Максимальное изменение шага составило $\sim 1\%$. Во втором варианте шаг нарастал вдоль преобразователя от 3.22 до $4.15 \mu\text{m}$. Полное изменение шага оказалось равным $\sim 25\%$ от среднего значения. Длины элементов всегда выбирались как $0.7l_i$,

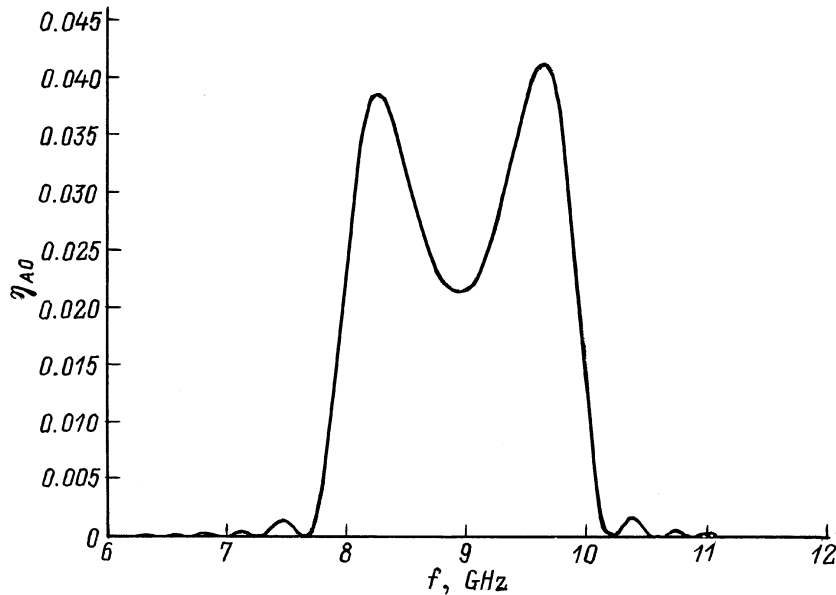


Рис. 4. Зависимость эффективности АО взаимодействия от частоты для периодического МЭАП. $M = 135$, $l = 1.9 \mu\text{m}$.

где l_i — шаг, следующий за i -м элементом. Отметим также, что в обоих вариантах применялись широкополосные пьезоэлементы, такие же как и в предыдущих случаях. Фотоупругой средой по-прежнему служил ниобат лития. Оба варианта МЭАП являлись нагрузками оптимальных линий передачи, так что обеспечивался коэффициент преобразования -7.3 dB . Таким образом, при ЭМ мощности, равной 1 W , в акустические волны превращались 0.186 W . Считалось, что эта последняя мощность распределяется между элементами пропорционально их площади.

На рис. 6 и 7 показаны зависимости эффективности АО взаимодействия от частоты для указанных двух вариантов МЭАП с плавным изменением шага. На первом

из них, полученном для 135 элементов, видно, что кривая $\eta_{\text{АО}}(f)$ имеет двугорбый вид, мало отличающийся, как и следовало ожидать, от случая периодического МЭАП с тем же количеством элементов (рис. 4). Эффективность АО взаимодействия по сравнению с периодическим МЭАП уменьшилась всего лишь на $\sim 0.15\%$ при той же полосе частот.

Расчеты показывают, что увеличение числа элементов при сохранении полного изменения шага вдоль преобразователя приводит к уменьшению ширины кривой $\eta_{\text{АО}}(f)$ "по уровню 3 dB " и к увеличению ее высоты. Однако эти изменения происходят медленнее, чем в случае периодического МЭАП. Например, при $M = 1000$ у периодического МЭАП ширина полосы пропускания

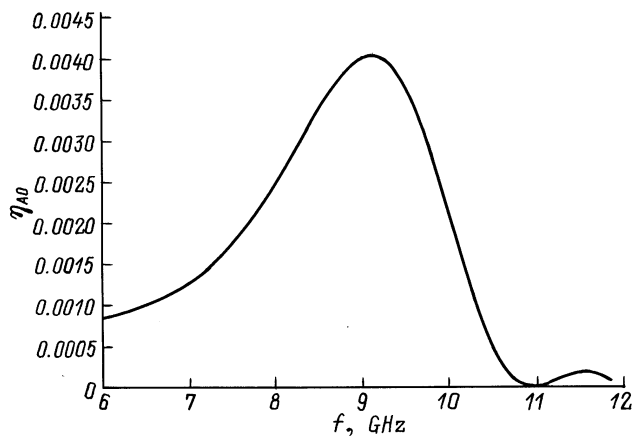


Рис. 5. Зависимость эффективности АО взаимодействия от частоты для периодического МЭАП. $M = 7$, $l = 3.5 \mu\text{m}$, $Z_0 = 85 \Omega$.

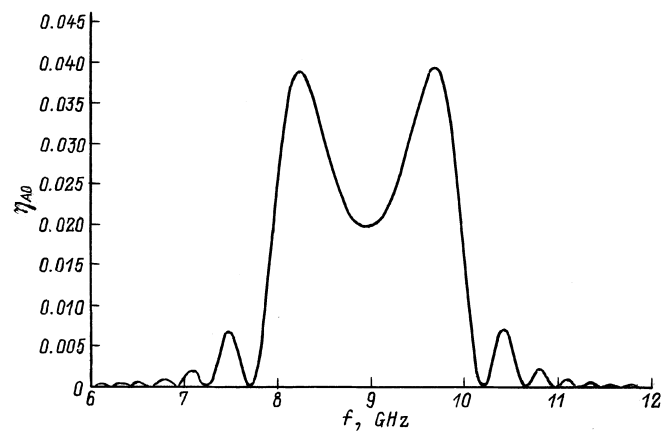


Рис. 6. Зависимость эффективности АО взаимодействия от частоты для неперидического МЭАП с широкополосными пьезоэлементами. $M = 135$, $l = 1.9 \mu\text{m}$, $P_{\text{ac}} = 0.186 \text{ W}$.

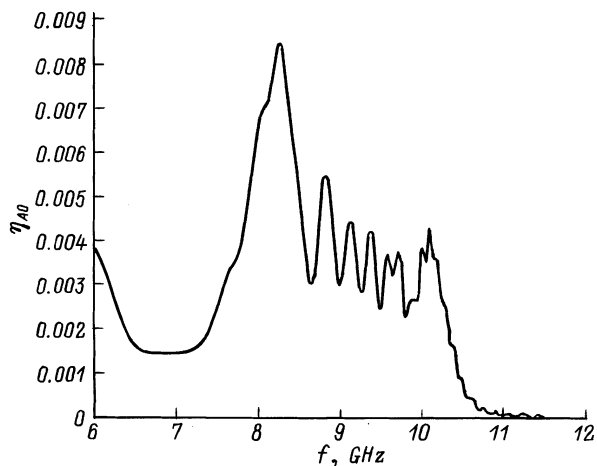


Рис. 7. Зависимость эффективности АО взаимодействия для непериодического МЭАП с широкополосными пьезоэлементами. $M = 135$, $l = 3.22\text{--}4.15 \mu\text{m}$, $P_{\text{ac}} = 0.186 \text{ W}$.

падает до 0.65 GHz при АО эффективности 32%, а у непериодического — соответственно до 0.95 GHz при 10%. Следует отметить, что для непериодического МЭАП при большом числе элементов кривая $\eta_{\text{АО}}(f)$ сильно осциллирует по обе стороны от центральной двугорбой части.

Таким образом, использование переменного шага вблизи минимума кривой $l(f)$ (см. (3) в [1]) при большом числе широкополосных элементов приводит по сравнению с периодическим МЭАП к существенному падению эффективности АО взаимодействия при незначительном увеличении ширины полосы рабочих частот.

На рис. 7 представлена аналогичная кривая для второго варианта непериодических МЭАП, рассмотренных в данном разделе. На рисунке показан случай, когда МЭАП состоит из 135 элементов. Полученная однобокая несимметричная кривая имеет сильно изрезанный вид. Ее верхняя часть похожа на экспоненту, на которую наложены негармонические колебания. Размах этих колебаний в середине составляет $\sim 0.13\%$, а на левом краю превышает 0.5%. Вблизи частоты 8.4 GHz эффективность достигает $\sim 0.9\%$, а на частоте 9.5 GHz падает до $\sim 0.32\%$. Ширина левого максимума на уровне 0.45% равна $\sim 0.6 \text{ GHz}$. Увеличение числа элементов при сохранении полного изменения шага от 3.22 до 4.15 μm приводит к увеличению числа осцилляций и к некоторому уменьшению их амплитуды. Левый максимум слегка возрастает, а правый остается практически неизменным. Например, при $M = 300$ число осцилляций становится равным 10, а при $M = 1000$ превышает 30. Высота левого максимума становится соответственно 1.04 и 1.2%, а их ширина — на уровне половинной высоты 0.45 и 0.3 GHz. Амплитуда осцилляций при $M = 1000$ спадает в средней части до 0.1%.

Сопоставление рассмотренных выше непериодических МЭАП с периодическими позволяет сделать вывод, что

использование непериодических МЭАП с плавным изменением шага и широкополосными пьезоэлементами не дает возможности повысить эффективность АО взаимодействия при сохранении ширины полосы рабочих частот.

Секционированный многоэлементный преобразователь

Центральные частоты, периоды и количества элементов в каждой секции выбирались следующим образом. Прежде всего были подобраны материалы и толщины слоев, из которых состоит пьезоэлемент, обеспечивающие работу преобразователя в полосе частот $\sim 3\%$. Затем использовали программу вычисления эффективности АО взаимодействия в случае периодического МЭАП. Сначала ориентировочно задавали центральную частоту первого поддиапазона, вычисляли по формуле (3) из [1] требуемый период и рассчитывали зависимость $\eta_{\text{АО}}(f)$ для различных длин МЭАП. При этом акустическая мощность, излучаемая преобразователем в целом, принималась равной 0.1 W. После получения кривой, относительная ширина которой на уровне половинной высоты оказалась равной $\sim 3\%$, окончательно скорректировали центральную частоту первого поддиапазона, чтобы нижний край последнего на указанном уровне оказался бы на частоте 8 GHz. Таким образом были выбраны центральная частота (8.12 GHz), период (3.27 μm) и число элементов (112) в первой секции. При этом оказалось, что ширина поддиапазона равна 275 MHz, а максимальная АО эффективность — 0.037.

При нахождении центральных частот, периодов и чисел элементов других секций подбирались их длины, при которых АО эффективность достигала 0.037, а это автоматически определяло ширину поддиапазонов. Полученная зависимость $\eta_{\text{АО}}(a)$ "стыковалась" с аналогичной зависимостью предыдущей секции на уровне половинной высоты. В результате оказалось, что весь диапазон от 8 до 10 GHz охватывает преобразователь, состоящий из 13 секций с общим числом элементов 1345.

После нахождения центральных частот поддиапазонов были подобраны толщины надслоя, обеспечивающие работу пьезоэлементов в окрестности полученных частот. С этой целью использовали программу вычисления коэффициента преобразования, составленную на основе формул (6)–(9) в [1]. Предполагалось, что пьезоэлемент является нагрузкой оптимальной передающей линии. Найденные параметры всех 13 секций приведены в таблице в [1].

Для расчета зависимости эффективности АО взаимодействия от частоты была составлена программа, алгоритм которой заключался в следующем. По заданным материальным константам слоев пьезоэлементов и их геометрическим размерам для каждой частоты вычислялись импедансы всех пьезоэлементов, а затем мощности, излучаемые каждым элементом в отдельности. При

этом предполагалось, что весь секционированный МЭАП является нагрузкой оптимальной линии передачи. Мощность генератора, отдаваемая в согласованную нагрузку, принималась равной 1 W. Эффективность АО взаимодействия вычислялась по формуле (3). Результатом работы этой программы был график зависимости величины $\eta_{АО}$ от частоты.

В первую очередь исследовалось влияние расстояния t_i между секциями (рис. 1). С этой целью величина t_i изменялась в интервале от 0 до $1000 \mu\text{m}$. Она принималась как постоянной для всех соседних секций, так и меняющейся вдоль МЭАП по закону, совпадающему с законом изменения шага между секциями. Во всех случаях эффективность $\eta_{АО}(f)$ испытывала существенные колебания с нарастающей амплитудой при увеличении частоты. Число этих колебаний было равно числу секций, а размах зависел от расстояния t_i . Сначала при малых t_i размах уменьшался с ростом t_i , достигая минимального значения при $t_i \approx 1 \mu\text{m}$, а затем неуклонно возрастал за счет увеличения глубины провалов между максимумами. Уже при $t_i = 5 \mu\text{m}$ в минимумах эффективность $\eta_{АО}(f)$ была близка к нулю. На рис. 8 показана кривая для случая $t_i = 1 \mu\text{m}$. На ней видно, что первый максимум величины $\eta_{АО}$ достигает $\sim 1.5\%$, третий — $\sim 2.2\%$, четвертый и пятый — $\sim 1.9\%$, шестой — $\sim 2.5\%$, седьмой — $\sim 2.2\%$, восьмой — $\sim 2.5\%$, девятый–двенадцатый слегка колеблются около $\sim 2.4\%$, наконец, тринадцатый равен $\sim 3.5\%$. Все минимумы близки к $\sim 1.3\%$. Если отбросить последний максимум, то колебания АО эффективности укладываются в полосу шириной 3 dB. Среднее значение $\eta_{АО}$ оказывается невелико — даже меньше, чем у одиночных секций. Такой факт можно объяснить шунтирующим влиянием неработающих пьезоэлементов, которые на данной частоте не излучают упругие волны. Они оказываются дополнительной паразитной емкостью, подключенной к работающим пьезоэлементам. Это приводит к уменьшению

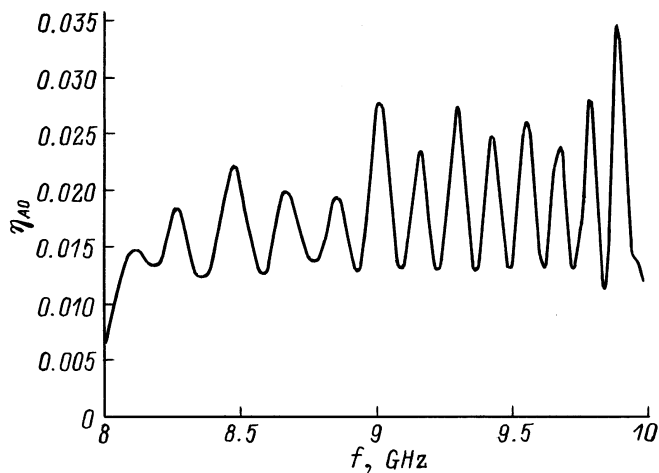


Рис. 8. Зависимость эффективности АО взаимодействия от частоты для 13-секционного преобразователя. Расстояния между секциями равны $1 \mu\text{m}$.

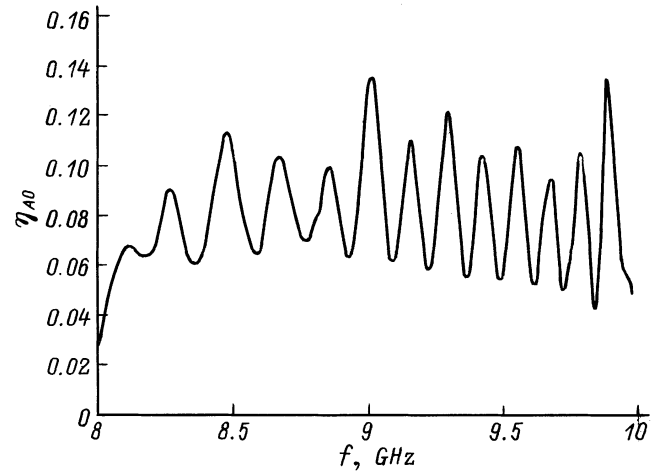


Рис. 9. Зависимость эффективности АО взаимодействия от частоты для 13-секционного преобразователя. Расстояния между секциями равны зазорам между предыдущими элементами. Включена добавочная индуктивность $L_{\text{add}} = 0.03 \text{ nH}$, $Z_0 = 0.5 \Omega$.

коэффициента электроакустического преобразования и при использовании оптимальной передающей линии.

Если последовательно с секционированным МЭАП включить дополнительную индуктивность L_{add} , скомпенсировав хотя бы часть емкостного сопротивления преобразователя, и выбрать передающую линию с пониженным волновым сопротивлением Z_0 , то можно существенно поднять эффективность $\eta_{АО}(f)$. Например, для $L_{\text{add}} = 0.035 \text{ nH}$ и $Z_0 = 0.35 \Omega$ АО эффективность на частотах 8.2–8.4 GHz поднимается до $\sim 15\%$, а на частоте 9.8 GHz — до $\sim 6\%$. Варьируя величинами L_{add} и Z_0 , нетрудно получать различные зависимости $\eta_{АО}(f)$, поднимая или опуская ту или иную часть кривой. На рис. 9 показан результат расчета для случая $L_{\text{add}} = 0.03 \text{ nH}$ и $Z_0 = 0.5 \Omega$. На графике по-прежнему имеются 13 максимумов, из которых наиболее высокие (шестой и тринадцатый) достигают 12.8%, третий и восьмой — $\sim 12\%$. Наиболее глубокий минимум, между двенадцатым и тринадцатым пиками, опускается до $\sim 4.5\%$.

Отметим главный результат проведенного анализа — применение секционированного МЭАП позволяет повысить АО эффективность при сохранении широкой полосы частот. Этот вывод справедлив даже в случае, когда периоды в секциях выбраны вдали от минимума кривой, полученной по формуле (3).

Существенным недостатком рассчитанной зависимости остается ее сильно "изрезанный" вид. Колебания величины $\eta_{АО}(f)$ вблизи верхнего края рассмотренного частотного диапазоне превышают 3 dB. Можно попытаться уменьшить амплитуду этих колебаний, подбирая другие числа элементов в секциях и центральные частоты "поддиапазонов". Мы не будем здесь этого делать в связи с ограничением объема статьи.

Непериодический МЭАП с узкополосными пьезоэлементами

Для анализа был выбран случай, когда закон $l(x)$ соответствовал нижней кривой на рис. 1 в [1], для которой при $f_0 = 9 \text{ GHz}$ имеем $l = 1.9 \mu\text{m}$. Величина l в зависимости от номера элемента χ вычислялась по алгоритму, описанному в работе [1]. При этом угол падения света был принят равным 0.393 rad , частота задавалась в интервале от $f_1 = 7.5 \text{ GHz}$ до $f_2 = 10.5 \text{ GHz}$, а число элементов M изменялось от 6 до 2802. Программа вычисления $\eta_{\text{АО}}$ кроме расчета зависимости шага от номера χ содержала также нахождение импедансов Z_χ и мощностей $P_{\text{ас},\chi}$. При этом задавались общие для всех пьезоэлементов толщины пьезоэлектрика (ZnO) $h_1 = 0.3193 \mu\text{m}$ и подслоя (AL) $h_2 = 0.15965 \mu\text{m}$. Толщина надслоя (Cu) h_3 у каждого пьезоэлемента выбиралась таким образом, чтобы все они были распределены по частотам в указанном выше диапазоне. Предварительно проводился вычислительный эксперимент, в результате которого для ряда толщин надслоя были найдены соответствующие им зависимости от частоты коэффициентов преобразования $\eta_{\text{ас}}(f)$ при соединении пьезоэлемента с генератором с помощью оптимальной линии. Из этих зависимостей находились частоты f_{h_3} , соответствующие максимальным значениям $\eta_{\text{ас}}$, а также полосы частот, в которых эта величина спадала не более чем на 3 dB от максимума. По полученным частотам была образована кусочно-линейная аппроксимация зависимости толщины h_3 от f_{h_3} : $h_3 = A_j + B_j f_{h_3}$, где A_j и B_j — коэффициенты: j — номер интервала частот, в котором они действуют. Весь диапазон от 7.5 до 10.5 GHz был разбит на 6 интервалов. Таким образом, в программу вводились 6 пар коэффициентов A_j, B_j . В указанном диапазоне толщина надслоя изменялась от ~ 0.38 до $\sim 0.2 \mu\text{m}$. Чтобы в каждом из указанных шести интервалов содержалось целое число элементов, их общее количество должно было быть кратным 6. Вычислительный эксперимент также показал, что полосы пропускания пьезоэлементов в указанном диапазоне изменяются с ростом h_3 от 898 до 776 MHz.

Таким образом, на данной частоте могла работать лишь часть пьезоэлементов. В начале диапазона возбуждали "звук" $\sim 24\%$ элементов, а в конце — $\sim 28\%$. Акустическая мощность $P_{\text{ас}\chi}$ вычислялась по формуле (16) в предположении, что $P_{\text{ал}} = 1 \text{ W}$, а волновое сопротивление Z_0 равно модулю импеданса МЭАП.

Расчеты эффективности АО взаимодействия показали, что при увеличении M величина $\eta_{\text{АО}}$ постепенно возрастает от 0.26% при $M = 12$ ($Z_{0,\text{opt}} = 352 \Omega$) до 21% при $M = 2802$ ($Z_{0,\text{opt}} = 1.52 \Omega$). Соответственно полоса АО взаимодействия уменьшается от 3 до $\sim 0.7 \text{ GHz}$. При 138 элементах ($Z_{0,\text{opt}} = 30.77 \Omega$) максимальное значение $\eta_{\text{АО}}$ оказалось равным 2.74%, а полоса 2.45 GHz. Лишь при $M = 252$ ($Z_{0,\text{opt}} = 16.85 \Omega$) полоса упала до 2 GHz, а максимальная эффективность достигала 4.6%. На

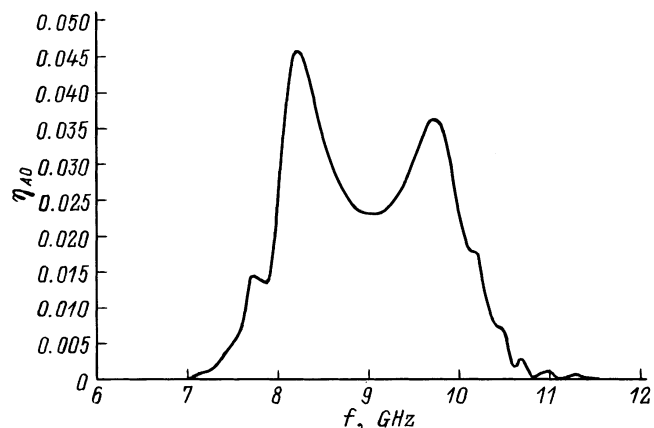


Рис. 10. Зависимость эффективности АО взаимодействия от частоты для непериодического МЭАП с узкополосными пьезоэлементами. $M = 252$, $Z_0 = 16.85 \Omega$.

рис. 10 показана зависимость $\eta_{\text{АО}}(f)$ для этого последнего случая. Кривая имеет несимметричный двугорбый вид, что связано с пониженным коэффициентом электроакустического преобразования и повышенной собственной полосой пропускания у пьезоэлементов, предназначенных для работы на высокочастотном краю диапазона.

На основании этих результатов можно сделать вывод, что если полоса АО взаимодействия составляет $\sim 2 \text{ GHz}$, то применение узкополосных пьезоэлементов в непериодическом МЭАП практически не дает никаких преимуществ. Например, в случае МЭАП с широкополосными пьезоэлементами имеем $\eta_{\text{АО,max}} = 4.0\%$ при $M = 138$, а для аналогичного МЭАП с узкополосными элементами $\eta_{\text{АО,max}} = 4.6\%$ при $M = 252$.

Сопоставление периодических и непериодических МЭАП

Для сопоставления различных МЭАП и правильной оценки полученных результатов следует иметь в виду, что ЭМ мощность в приведенном выше анализе подводится к преобразователю с помощью линии с оптимальным волновым сопротивлением, равным модулю импеданса МЭАП. При использовании узкополосных пьезоэлементов их центральные частоты распределены по заданному диапазону, а следовательно, и по элементам. В результате на данной частоте "работает" лишь их небольшая часть, а остальные при выбранной схеме соединения представляют собой шунтирующую емкость, снижающую эффективность электроакустического преобразования. Это снижение происходит в связи с тем, что доля, приходящаяся на емкостную часть в выражении для модуля импеданса, увеличивается. Поэтому возрастает модуль коэффициента отражения в оптимальной передающей линии и снижается ЭМ мощность, потребляемая преобразователем, а следовательно, и акустическая мощность, излучаемая его пьезоэлементами.

Многоэлементные преобразователи для $f_0 = 9$ GHz периодические и с плавным изменением шага

Тип МЭАП	Число элементов, M	Добавочная индуктивность, L , нН	Волновое сопротивление линии, Z_0 , Ω	КСВН	АО эффективность, $\eta_{AO,max}$, %
Полоса АО взаимодействия 2 GHz					
ПШ	132	0	8.67	~ 19	4.2
ПШ	132	0.15	0.9	1.0	18
НПШ	138	0	8.21	19.5	4.0
НПШ	132	0.15	1.07	1.0	16
НПУ	252	0	16.85	18	4.6
НПУ	354	0.21	1.34	1.0	18.4
Полоса АО взаимодействия 0.7 GHz					
ПШ	1002	0	1.14	~ 20	10.5
ПШ	1002	0.02	0.12	1.0	170*
НПШ	1700	0	0.67	19.5	8.5
НПШ	1700	0.012	0.07	1.0	43
НПУ	2802	0	1.52	17.5	21
НПУ	2802	0.03	0.22	1.0	100*

Примечание. ПШ — периодический с широкополосными элементами, НПШ — непериодический с широкополосными элементами, НПУ — непериодический с узкополосными элементами. *Получены в малосигнальном приближении.

Следует отметить, что для отделения роли непериодичности МЭАП и частотных свойств пьезоэлементов от остальных факторов, влияющих на эффективность АО взаимодействия, единственно правильным будет сопоставлять между собой преобразователи, согласованные с линией передачи.

Если последовательно с МЭАП включить индуктивность, компенсирующую его емкость, то коэффициент η_{ac} возрастает почти до единицы (в случае пренебрежимо малых потерь). Образующийся при этом RLC контур будет иметь низкую собственную добротность $Q_0 = \omega L_{add}/R_{\Sigma}$, где L_{add} — резонансная индуктивность, R_{Σ} — суммарное сопротивление излучения МЭАП. Известно, что при КСВН=1 нагруженная добротность Q_L принимает значение $Q_0/2$. Вычисление импеданса МЭАП дает возможность оценить величину Q_L . В нашем случае она приближается к 4...5. Это позволяет при $f_0 = 9$ GHz рассчитывать на широкополосное (2.25...1.8 GHz) согласование преобразователя с оптимальной передающей линией с помощью последовательной индуктивности. Очевидно, возникающее при этом снижение АО эффективности на краях рабочего диапазона и уменьшение полосы АО взаимодействия можно легко скорректировать изменением угла падения света Θ_0 .

В таблице представлены результаты вычисления величины $\eta_{AO,max}$ для периодических МЭАП с широкополосными (ПШ) пьезоэлементами, а также для непериодических с широкополосными (НПШ) и узкополос-

ными (НПУ) пьезоэлементами. Каждый из рассмотренных вариантов МЭАП представлен в таблице для двух способов подведения к преобразователю ЭМ мощности. Первый — это, когда МЭАП является просто нагрузкой оптимальной линии, а второй — когда последовательно с ним включена резонансная индуктивность, полностью компенсирующая емкость на частоте f_0 . В первом случае КСВН принимает значения 17–20, а во втором стремится к единице. Там уже указаны величины резонансных индуктивностей и соответствующие значения волновых сопротивлений подводящих линий, для которых выполнен расчет. В согласованном варианте волновое сопротивление равно сумме сопротивления излучения МЭАП и сопротивления потерь. Последнее было принято равным 0.1 Ω . В таблице сопоставляются МЭАП, обеспечивающие АО взаимодействие в полосе 2 GHz и в полосе 0.7 GHz.

Из рассмотренных здесь широкополосных вариантов МЭАП лучшим следует признать периодический преобразователь как в несогласованном варианте, так и в согласованном. Именно он требует минимального числа элементов при практически такой же АО эффективности, что и два других. Среди преобразователей, обеспечивающих АО полосу 0.7 GHz, наибольшей эффективностью также обладает периодический преобразователь в согласованном варианте. Некоторое преимущество в АО эффективности у непериодического МЭАП с узкополосными пьезоэлементами в несогласованном варианте, по-видимому, обусловлено различными КСВН. Последнее обстоятельство объясняется тем, что широкополосные и узкополосные пьезоэлементы имеют разные импедансы.

Заключение

В работе проведен теоретический анализ возможностей использования непериодических многоэлементных пьезопреобразователей в брэгговских акустооптических устройствах со слабо расходящимся световым пучком.

В случае секционированного противофазного преобразователя с узкополосными пьезоэлементами в секциях возможно существенное повышение АО эффективности в широкой полосе частот, даже если периоды в секциях далеки от оптимального значения. Однако при этом имеют место осцилляции величины $\eta_{AO}(f)$, которые могут превысить 3 dB. Кроме того, увеличение числа элементов в рассмотренном секционированном преобразователе приводит к уменьшению модуля его электрического импеданса, что вызывает затруднения при согласовании с передающим трактом. Это усугубляется еще тем, что не все пьезоэлементы работают на данной частоте, а от неработающих остается их реактивная составляющая.

В случае противофазного МЭАП с плавным изменением шага вдоль преобразователя по закону, линейно связанному с требуемой частотной зависимостью периода, анализ показал следующее. Если акустическая

мощность излучается одновременно всеми элементами одинаково во всем частотном диапазоне, то неперiodичность преобразователя приводит лишь к уменьшению АО эффективности при заданной полосе частот. Что касается неперiodического МЭАП с узкополосными пьезоэлементами, то при такой же полосе АО взаимодействия, что и у перiodического, требуется существенно больше (в 2–3 раза) элементов. АО эффективность при этом практически не изменяется. Увеличение числа элементов на порядок при сохранении диапазона частот, в котором распределены узкополосные пьезоэлементы, приводит к уменьшению полосы АО взаимодействия. Наблюдаемый при этом рост АО эффективности не превосходит аналогичное возрастание у перiodического МЭАП с той же АО полосой, но при значительно меньшем числе элементов.

Список литературы

- [1] Григорьев М.А., Толстикова А.В., Навроцкая Ю.П. // ЖТФ. 2001. Т. 71. Вып. 10. С. 70–76.
- [2] Дамон Р., Мэлони В., Мак-Магон Д. // Физическая акустика. Принципы и методы / Под ред. У. Мэсона, Р. Терстона. Пер. с англ. Т. VII. М.: Мир, 1974.
- [3] Cohen H.G., Gordon E.I. // Bell. Syst. Tech. J. 1965. Vol. 44. P. 693–721.