

вторяются, напряжение на  $C2$  достигнет такого значения, при котором через усилитель  $A2$  включается  $LED1$ .

Временную константу  $R7, C1$  необходимо считать так, чтобы она была значительно больше, чем  $R6, C1$  и чтобы короткие импульсы перенапряжения поддерживали  $LED1$  во включенном состоянии. «Горящий»  $LED1$  является сигналом опасного режима.

Схема сигнализации токовой перегрузки отличается от предыдущей лишь тем, что в нее введено усиление малого напряжения (с шунта  $R_s$ ), которое пропорционально току транзистора. Усиленное напряжение с выхода  $A1$  подается на компаратор  $A2$  и сравнивается с заданным напряжением на переключателе  $P1$ .

Значение сопротивления шунта  $R_s$  и усиления рассчитываются так, чтобы создавалась желаемая шкала тока на переключателе  $P1$ . В случае токовой перегрузки на выходе компаратора  $A2$  достигается максимальное положительное напряжение, которое включает  $LED1$  через диод  $D1$ , интегратор  $R7, C1$  и усилитель  $A3$ . Интегратор  $R7, C1$  обеспечивает включение диода  $LED1$  и в случае появления коротких повторяющихся импульсов большого тока.

Приведенные принципиальные схемы были применены в имитаторе биполярного транзистора на основе транзистора BUT11AF (450 В, 5 А). Переключатели имитатора дают возможность выбрать напряжение «коллектор-эмиттер» 100, 200, 300 или 400 В, а силу тока коллектора — 1, 2, 3 или 4 А.

Устройство было предварительно смоделировано и оптимизировано на компьютере [5, с. 289] и лишь затем реально выполнено и испытано.

Испытания имитатора были проведены при следующих условиях [6, с. 110]: постоянном перенапряжении, постоянной токовой перегрузке, импульсном перенапряжении, импульсной токовой перегрузке.

Выполненное устройство показало хорошие результаты. Они позволяют надеяться, что дальнейшее совершенствование гибридной технологии позволит получить целую серию «интеллектуальных» транзисторов высокой мощности для создания новых компонентов электронной техники.

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Pan Y. A fundamental limitation for bipolar transistor scalling // IEEE Electron Device Letters. — 1990. — Vol. 11, N 10. — P. 445—447.
2. Stevic Z. Simulacija energetskih poluprovodni kih prekida a.— Beograd.— Magistarski Rad, 1999.
3. Lander C. W. Power electronics. — UK : McGraw—Hill, 1981.
4. Веденев Г. М., Зинченко А. Н., Токарев А. Б. Силовые биполярные транзисторы при работе в ключевых режимах. — М. : МЭИ, 1992.
5. Semiconductor device modeling with SPICE / P. Antognetti, ed. and G. Massobrio, coed. — McGraw—Hill: 1988.
6. Бергельсон И. Г., Каменецкий Ю. А., Николаевский И. Ф. Транзисторы: параметры, методы измерений и испытаний. — М. : Сов. радио, 1968.

К. т. н. В. В. ДАНИЛОВ

Украина, г. Донецк, НИИ комплексной автоматизации

Дата поступления в редакцию  
26.07 1999 г.—10.04 2000 г.  
Оппонент к. т. н. Л. Д. ЗУБКО

## ИНЖЕНЕРНЫЙ РАСЧЕТ АКУСТООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА

*По виду электрооптической частотной характеристики рассчитываются геометрия акустооптического взаимодействия, элементы согласующей цепи и угловой режим дифракции.*

В соответствии с предложенной в [1] терминологией акустооптический модулятор (АОМ) — это устройство управления лазерным пучком, принцип действия которого основан на акустооптическом эффекте, предназначенное для использования в качестве элемента ввода информации в оптоэлектронные системы спектрального и корреляционного анализа радиосигналов, реализующее линейные преобразования энергии управляющего радиосигнала в энергию лазерного пучка, а частоты радиосигнала — в угол отклонения пучка. Как элемент оптиче-

ских систем спектрального и корреляционного анализа радиосигналов акустооптический модулятор показан в работе [2].

Акустооптический модулятор отличается от других акустооптических устройств (например, акустооптических затвора, дефлектора, фильтра, расщепителя лазерного пучка и др.) геометрией акустооптического взаимодействия, создающей линейную модуляционную характеристику, входной и выходной оптикой (оптической схемой формирования лазерного пучка определенной формы до поступления его на АОМ и после выхода) и схемой электрического согласования с трактом управляющего радиосигнала.

Предлагаемая методика инженерного расчета АОМ включает следующие этапы.

1. Выбор материалов светозвукопровода (СЗП), электроакустического преобразователя (ЭАП), аку-

стической нагрузки, связующих слоев с учетом совместимости по физико-химическим свойствам.

2. Определение параметров электрической эквивалентной схемы ЭАП в виде пьезоэлектрической пластины (пьезопреобразователя), кристалла или пленки.

3. Определение геометрии акустооптического взаимодействия.

4. Расчет электрической цепи, согласующей ЭАП с источником радиосигнала.

5. Расчет электрооптической эффективности и углового режима дифракции.

Исходными данными для расчета АОМ являются следующие: длительность обрабатываемого радиосигнала —  $T$ , мкс; среднеарифметическая частота рабочего диапазона —  $f_a$ , МГц; относительная полоса рабочих частот —  $\Delta\Omega$ ; уровень неравномерности электрооптической частотной характеристики —  $\Delta_n$ , дБ; длина волны лазерного излучения —  $\lambda$ , мкм; мощность источника радиосигнала на согласованной нагрузке —  $P_0$ , Вт; выходное сопротивление источника радиосигнала  $R_r$ , Ом.

Выбор соответствующих материалов с учетом их совместимости по физико-химическим свойствам изложен в [3].

Элементы и вид электрической эквивалентной схемы электроакустического преобразователя на основе пьезоэлектрической пластины (ПП) для АОМ обоснованы в [2] и представлен на рис. 1.

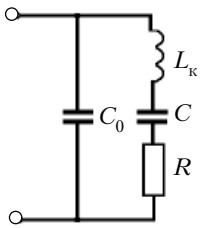


Рис. 1. Электрическая эквивалентная схема пьезопреобразователя АОМ

Определение параметров электрической эквивалентной схемы ПП сводится к определению безразмерных коэффициента электрической связи  $k$  и добротности последовательного  $L_k CR$ -контура  $Q$ . Без учета диссипативных потерь в элементах ЭАП на основе ПП:

$$k = C / C_0; k = k_{эм}^2 / (1 - k_{эм}^2); Q = 1 / (\omega_0 CR),$$

где  $C$  — динамическая емкость последовательного  $L_k CR$ -контура;

$C_0$  — статическая емкость пьезопластины ЭАП;

$k_{эм}$  — коэффициент электромеханической связи используемой пьезоэлектрической пластины;

$\omega_0$  — резонансная частота последовательного  $L_k CR$ -контура эквивалентной схемы ПП.

Если волновые акустические сопротивления ПП ( $z_{ПП}$ ), связующих ПП и СЗП слоев, а также СЗП ( $z_{СЗП}$ ) близки, а диссипативные потери в ПП и связующих слоях малы, то при расчете добротности эквивалентной схемы можно считать, что

$$Q = \frac{\pi}{2} \left( \frac{z_{ПП}}{z_{СЗП}} \right).$$

Частотную характеристику электрооптической эффективности (ЭОЧХ) акустооптического модулятора определим в соответствии с [1] в виде

$$K_d(\Omega) = K_a \prod_{i=1}^4 k_i(\Omega), \quad (1)$$

где  $K_a$  — акустооптическая эффективность;

$k_1(\Omega)$  — частотная зависимость энергетической эффективности преобразования электрической цепи, согласующей ПП с источником управляющего радиосигнала;

$k_2(\Omega)$  — частотная зависимость акустооптической эффективности, обусловленная механизмом акустооптического взаимодействия;

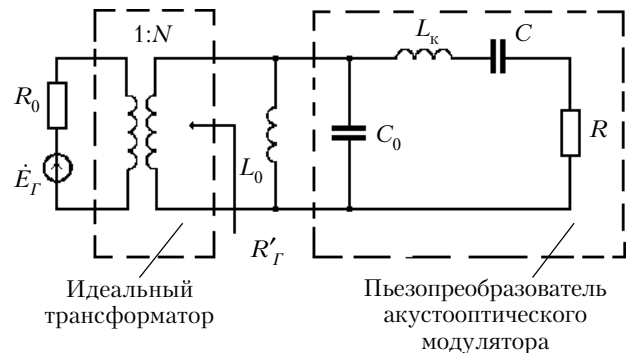
$k_3(\Omega)$  — частотная зависимость акустооптической эффективности, обусловленная затуханием акустической волны при распространении в СЗП;

$k_4(\Omega)$  — частотная зависимость диссипативных потерь в ЭАП и элементах узла электрического возбуждения ЭАП.

Частотная зависимость преобразования согласующей цепи, в соответствии с [2], записывается как

$$k_1(\Omega) = P_n / P_0 = 1 - |r|^2$$

и определяется параметрами внешней согласующей цепи и параметрами электрической эквивалентной схемы ПП, где  $P_n$  — электрическая мощность, поглощаемая входом электрической согласующей цепи;  $P_0$  — мощность управляющего радиосигнала.



Идеальный трансформатор Пьезопреобразователь акустооптического модулятора

Рис. 2. Полосовая двухзвенная согласующая цепь

Для полосовой двухзвенной согласующей цепи, оптимальной в смысле Фано, (рис. 2) модуль коэффициента отражения в сечении «источник управляющего радиосигнала — согласующая цепь» имеет вид

$$|r|^2 = \frac{[Q\sqrt{k} - 1 - (1/Q\sqrt{k})(\Omega - 1/\Omega)^2 Q^2]^2 + (\Omega - 1/\Omega)^2 Q^2 (1 - 1/Q\sqrt{k})^2}{[Q\sqrt{k} + 1 - (1/Q\sqrt{k})(\Omega - 1/\Omega)^2 Q^2]^2 + (\Omega - 1/\Omega)^2 Q^2 (1 + 1/Q\sqrt{k})^2}$$

где  $\Omega = f / f_0$  — относительная частота;

$f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{L_k C})$  — частота последовательного резонанса электрической эквивалентной схемы ПП;

$f_0 = \sqrt{f_n f_b}$  — среднегеометрическая частота частотной характеристики согласующей цепи;

$f_n$  и  $f_b$  — соответственно нижняя и верхняя частоты рабочего диапазона по уровню неравномерности частотной характеристики согласующей цепи.

Зависимость вида  $k_1(\Omega)$  представлена на **рис. 3**.

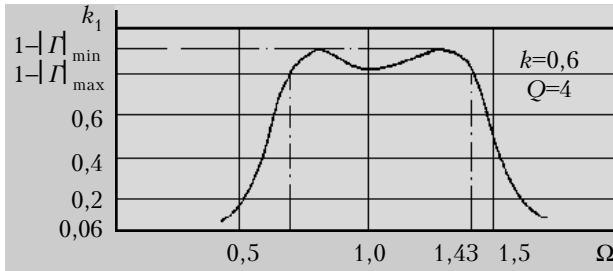


Рис. 3. Частотная зависимость преобразования согласующей цепи

$$k_2(\Omega) = \left[ \frac{\sin 0,25Q_{kk}(P^2\Omega^2 - P\Omega)}{0,25Q_{kk}(P^2\Omega^2 - P\Omega)} \right]^2,$$

где  $P=f_b/f_0$  — относительная расстройка среднегеометрической частоты характеристики  $k_1(\Omega)$  по отношению к частоте Брэгга —  $f_b=2n\sin\Theta_B/\lambda$ ;  
 $n$  — показатель преломления среды СЗП;  
 $\Theta_B$  — угол Брэгга.

При переменном параметре Клейна — Кука и  $P=1$  семейство частотных характеристик  $k_2(\Omega)$  изотропного акустооптического взаимодействия показано на **рис. 4**.

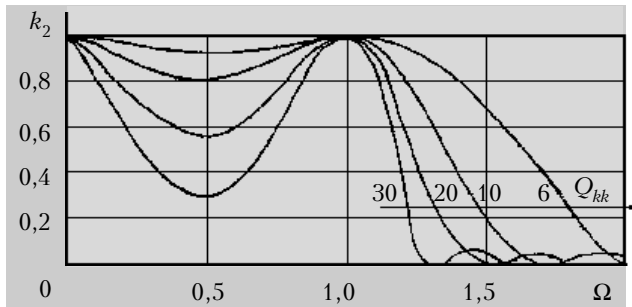


Рис. 4. Семейство частотных характеристик изотропного акустооптического взаимодействия

$$k_3(\Omega) = \frac{P_{ак}}{P_a} = \frac{1 - \exp(-x_0\Omega^2)}{x_0\Omega^2},$$

где  $P_{ак}$  — мощность акустической волны, излучаемой ПП;  
 $P_a$  — мощность акустической волны, участвующей в акустооптическом взаимодействии;  
 $x_0 = 2\alpha_0 V_a T f_0^2$ ;  
 $\alpha_0$  — коэффициент затухания акустической волны;  
 $V_a$  — скорость акустической волны в СЗП.

Семейство частотных характеристик  $k_3(\Omega)$  с параметром  $x_0$  показано на **рис. 5**.

Сведения о механизме диссипативных потерь в тракте электроакустического преобразователя  $k_4(\Omega)$

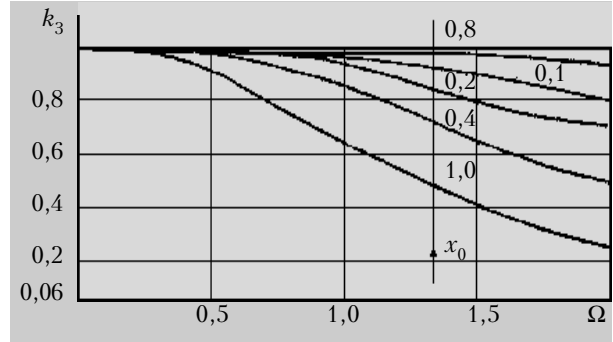


Рис. 5. Затухания акустической волны в СЗП в зависимости от параметра  $x_0$

практически отсутствуют [4]. Естественно предположить, что в отсутствие диссипативных потерь, т. е. когда  $k_4(\Omega)=1$ , мощность, поглощаемая согласующей цепью, равна мощности, излучаемой ПП ( $P_n=P_a$ ).  
 Раскрывая (1) и сделав переобозначения, запишем ЭОЧХ акустооптического модулятора в виде

$$K_d(\Omega) = K_a \prod_{i=1}^4 k_i(\Omega) = A Q_{kk} \prod_{i=1}^4 k_i(\Omega) = \frac{\pi n^2 \Lambda_B^2 M_2}{4H\lambda^3 \cos^2 \Theta_B} \frac{2\pi\lambda L}{n\Lambda_B^2} \prod_{i=1}^4 k_i(\Omega), \quad (2)$$

где

$k_1(\Omega)=f(k, Q, \Omega)$ ;  $k_2=f(Q_{kk}, P, \Omega)$ ;  $k_3=f(x_0, \Omega)$ ;  $k_4(\Omega)=1$ ;  
 $A=\pi n^2 \Lambda_B^2 M_2 / (4H\lambda^3 \cos^2 \Theta_B)$ ;  $M_2=n^6 p^2 / (\rho V_a^3)$ ;  
 $Q_{kk}=2\pi\lambda L / (n\Lambda_B^2)$ ;

- $A$  — параметр взаимодействия;
- $\Lambda_B$  — длина акустической волны на частоте, при которой углы падающей и дифрагировавшей оптических волн относительно нормали к фронту акустической волны равны;
- $M_2$  — акустооптическая добротность среды СЗП;
- $p$  — фотоупругая постоянная среды СЗП;
- $\rho$  — плотность среды СЗП;
- $H$  — поперечный размер внешнего электрода;
- $\lambda$  — длина волны лазерного пучка в вакууме;
- $Q_{kk}$  — параметр Клейна — Кука [1];
- $L$  — продольный размер внешнего электрода.

Дальнейший анализ проведем с помощью нормированной ЭОЧХ:

$$K'_d(k, Q, x_0, Q_{kk}, P, \Omega) = \frac{K_d(A, P_0, k, Q, x_0, Q_{kk}, P, \Omega)}{AP_0} = Q_{kk} k_1(k, Q, \Omega) k_2(Q_{kk}, P, \Omega) k_3(x_0, \Omega) k_4(\Omega). \quad (3)$$

В (3) параметры  $k$ ,  $Q$  и  $x_0$  определяются физическими свойствами материалов узла акустооптического взаимодействия [1] и параметрами обрабатываемого сигнала, т. е. после изготовления заготовки АОМ они становятся неуправляемыми. Управляемыми параметрами ЭОЧХ являются  $Q_{kk}$  и  $P$ . Таким образом, заданный вид электрооптической частотной характеристики можно получить соответствующим выбором значений этих параметров. Это

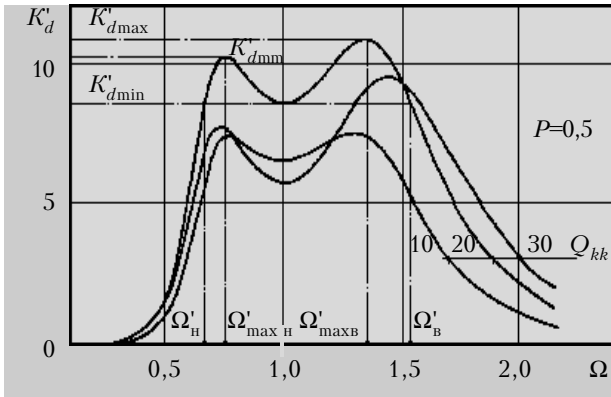


Рис. 6. Семейство нормированных ЭОЧХ акустооптического модулятора

предлагается реализовать численными методами, для чего на ЭВМ рассчитывается семейство нормированных ЭОЧХ при различных значениях  $Q_{kk}$  и  $P$  (см. рис. 6). Для изотропной дифракции в случаях, представляющих практический интерес, значения параметров лежат в пределах  $Q_{kk}=10...50$  и  $P=0,4...1,4$ .

Из множества рассчитанных ЭОЧХ выбирается характеристика, соответствующая заданной, и таким образом, становятся известными искомые значения  $Q_{kk}$  и  $P$ .

Из графика выбранной ЭОЧХ создаваемого АОМ определяются следующие безразмерные параметры:

– уровень неравномерности:

$$\Delta_H = 10 \lg(K'_{dmax} / K'_{dmin}), \text{ дБ};$$

– относительные верхняя и нижняя частоты:  $\Omega'_B$  и  $\Omega'_H$ ;

– среднегеометрическая относительная частота полосы пропускания по уровню неравномерности:

$$\Omega_{0r} = \sqrt{\Omega'_B - \Omega'_H};$$

– относительная полоса по уровню неравномерности:  $\Delta_{отн} = (\Omega'_B - \Omega'_H) / \Omega_{0r}$ ;

– среднеарифметическая относительная частота полосы пропускания по уровню неравномерности:

$$\Omega_{аотн} = 0,5(\Omega'_B + \Omega'_H);$$

– перекося частотной характеристики:

$$\Delta_{\Pi} = \frac{K'_{dmax} - K'_{dmm}}{(\Omega'_{max B} - \Omega'_{max H}) K'_{dmm}};$$

– электрооптическое затухание (характеризует потери электрооптической эффективности относительно максимально возможной):

$$a_{\Pi} = 10 \lg(Q_{kk} / K'_{dmin}).$$

Далее по выбранному  $Q_{kk}$  определяется длина акустооптического взаимодействия:

$$L = \frac{Q_{kk} n V_a^2}{2\pi \lambda f_B^2}.$$

Влияние на ЭОЧХ дифракционной расходимости акустической волны, определяемой поперечным размером  $H$  пьезоэлектрической пластины, сводится

к минимуму – выбором такого значения, при котором для акустических волн обеспечивается режим ближней зоны в нижней части рабочего диапазона частот. Для электродов прямоугольной формы

$$H = \sqrt{\frac{2V_a^2 T}{f'_H}},$$

где  $f'_H = f_0 \Omega_{0r}$ . Размер СЗП в направлении распространения акустической волны определяется из соотношения  $D = V_a T$ , соответственно площадь верхнего электрода равна  $s = LH$ .

При расчете электрической согласующей цепи размерные параметры четырехэлементной эквивалентной схемы определим из следующих соотношений. Статическая емкость ПП равна [2]

$$C_0 = \epsilon^s \epsilon_0 s / t,$$

где  $\epsilon^s$  – диэлектрическая проницаемость зажатой пластины пьезоэлектрика;

$$\epsilon_0 = 8,85 \text{ пФ/м};$$

$$t \text{ – толщина ПП, } t = V_a / (2f_0).$$

Сопротивление излучения ПП определяется как  $R = 1 / (\omega_0 C_0 k Q)$ .

Очевидно, что исходными данными для расчета являются:

– площадь внешнего электрода –  $s$ ;

– параметры четырехэлементной эквивалентной схемы ПП;

– волновое сопротивление передающего тракта  $R_r$ ;

– число звеньев согласующей цепи  $n$  (для определенности примем  $n=2$ );

– тип частотной характеристики рабочего затухания (например, Чебышева).

В результате расчетов определяются общие параметры согласования и параметры элементов согласующей цепи:

– максимально достижимая относительная полоса частотной характеристики рабочего затухания:

$$\Delta\Omega = 2\Delta f / f_0 = (k - 1 / Q^2)^{0,5};$$

– абсолютная полоса по уровню максимального рабочего затухания:  $2\Delta f = f_0 \Delta\Omega$ ;

– нижняя граничная частота:

$$f'_H = -\Delta f + [(\Delta f)^2 + f_0^2]^{0,5};$$

– верхняя граничная частота:  $f'_B = f'_H + 2\Delta f$ ;

– граничная обобщенная расстройка

$$\xi_p = \pm (\Omega_{B,H} - 1 / \Omega_{B,H}) Q = \pm (k Q^2 - 1)^{0,5},$$

где  $\Omega_B = f_B / f_0$ ,  $\Omega_H = f_H / f_0$  – относительная верхняя и нижняя частота;

– оптимальное внутреннее сопротивление источника управляющего радиосигнала  $R'_r$ , определяемое из соотношения  $H_0 = R'_r / R_r = (\xi^2 + 1)^{0,5} = (k Q^2)^{0,5}$ , где  $H_0$  равен максимальному коэффициенту стоячей волны по напряжению:  $H_0 = KSVH_{max}$ ;  $\Delta R'_r = R_r H_0$ ;

– максимальный модуль коэффициента отражения:  $| \Gamma |_{max} = (H_0 - 1) / (H_0 + 1)$ ;

– частоты минимумов двугорбой частотной характеристики рабочего затухания:

$$\Omega_{в,н\min} = \pm v_{\min} / 2 \pm [(v_{\min} / 2)^2 + 1]^{0.5};$$

$$v_{\min} = (\Omega_{в,н} - 1 / \Omega_{в,н}) = \pm [(H_0^2 - 1) / 2]^{0.5} / Q;$$

$$f_{н\min} = f_0 \Omega_{н\min}, f_{в\min} = f_0 \Omega_{в\min};$$

– максимальное рабочее затухание:

$$a_{p\max} = 10 \lg(1 - | \Gamma |_{\max}^2)^{-1};$$

– минимальный модуль коэффициента отражения:

$$| \Gamma |_{\min}^2 = \frac{(H_0^2 - H_0 - \xi_{н\min}^2)^2 + \xi_{н\min}^2 (H_0 - 1)^2}{(H_0^2 + H_0 - \xi_{н\min}^2)^2 + \xi_{н\min}^2 (H_0 + 1)^2},$$

где  $\xi_{н\min}^2 = (H_0^2 - 1) / 2;$   
– уровень неравномерности частотной характеристики рабочего затухания:

$$\Delta a_n = a_{p\max} - a_{p\min} = 10 \lg \left( \frac{1 - | \Gamma |_{\min}^2}{1 - | \Gamma |_{\max}^2} \right);$$

– величина индуктивности, параллельной пьезопреобразователю:  $L_0 = 1 / (\omega_0^2 C_0).$

Параметры частотной характеристики рабочего затухания согласующей цепи показаны на рис. 7.

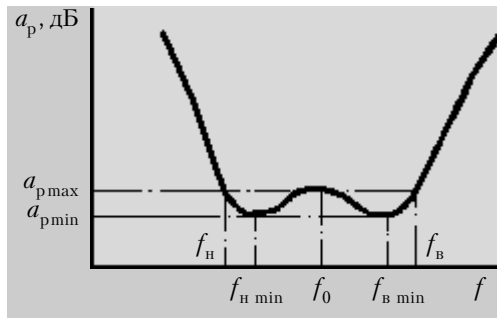


Рис. 7. Параметры ЧХ рабочего затухания согласующей цепи

Так как требуемое сопротивление источника управляющего радиосигнала  $R'_r$  часто отличается от волнового сопротивления передающего тракта  $R_r$ , необходим трансформатор с полосой пропускания не уже чем у согласующей цепи. В области метрового и дециметрового диапазонов используют четвертьволновые трансформаторы на микроаксиальных кабелях. Перспективно применение трансформаторов типа длинной линии и неоднородных — на основе полосковых волноводов. Если требуется повышение сопротивления от источника радиосигнала к согласующей цепи, а значение  $L_0 > 1$  мкГ, целесообразно применение автотрансформатора на основе той же индуктивности.

Расчет электрооптической эффективности проводится по уровню неравномерности частотной характеристики (см. рис. 6) согласно выражению

$$K_{d\min} = K'_{d\min}(k, Q, x_0, Q_{kk}, P, \Omega) A P_0 = \frac{\pi M_2 n \lambda_B^2}{4 h \lambda^3} P_0 K'_{d\min}.$$

Угол, под которым устанавливается акустооптический модулятор в оптическую систему (угол между нормалью к направлению распространения акустической волны и направлением распространения ла-

зерного пучка от источника), или угловой режим дифракции, определяется по формуле

$$\Theta_B = \arcsin(\lambda f_B / 2 V_a).$$

При такой последовательности инженерного расчета АОМ и с учетом возможности выходного метрологического контроля предлагается сводить результаты в следующие группы технических характеристик.

1. Электрооптические характеристики.

1.1. Тип электрооптической характеристики (ЭОЧХ).

1.2. Среднегеометрическая частота ЭОЧХ,  $f_{сг}.$

1.3. Уровень неравномерности ЭОЧХ,  $\Delta_n.$

1.4. Абсолютная полоса рабочих частот,  $2\Delta f_{абс}.$

1.5. Электрооптическая эффективность,  $K_{d\min}.$

1.6. Электрооптическое затухание,  $a_n.$

1.7. Длительность обрабатываемого сигнала,  $T.$

1.8. Параметр Клейна — Кука,  $Q_{kk}.$

1.9. Угол Брэгга,  $\Theta_B.$

2. Электрические характеристики.

2.1. Тип согласующей цепи (например, двухзвенная, Чебышева).

2.2. Тип частотной характеристики рабочего затухания (например, равноволновая).

2.3. Максимальный КСВН в передающем тракте,  $КСВН_{\max}.$

2.4. Волновое сопротивление передающего тракта,  $R_r.$

2.5. Максимальное рабочее затухание,  $a_{n\max}.$

2.6. Неравномерность частотной характеристики рабочего затухания,  $\Delta a_n.$

2.7. Среднегеометрическая частота характеристики рабочего затухания,  $f_c.$

2.8. Относительная полоса частотной характеристики рабочего затухания,  $\Delta \Omega.$

3. Конструктивные характеристики.

3.1. Продольный размер внешнего электрода ЭАП, определяющий длину акустооптического взаимодействия,  $L.$

3.2. Поперечный размер внешнего электрода,  $H.$

3.3. Полуволновая толщина пьезоэлектрической пластины,  $d.$

3.4. Размер оптической апертуры вдоль направления распространения акустической волны,  $D.$

3.5. Долговременность обеспечения температурной стабильности электрооптических и электрических характеристик АОМ,  $t_1.$

3.6. Диапазон уровней вибрации, обеспечивающий стабильность электрооптических и электрических характеристик АОМ.

3.7. Диапазон уровней удара, обеспечивающий стабильность электрооптических и электрических характеристик АОМ.

\*\*\*

Необходимо отметить, что сложность физического явления дифракции света на акустических колебаниях, а также сложность математического аппарата, описывающего данное явление [4, с. 35], практи-

чески исключают возможность инженерного проектирования акустооптических устройств управления лазерным пучком, используемых в обработке информации, вычислительной технике, медицине и промышленности. В данной работе впервые рассматривается методика инженерного проектирования акустооптического модулятора — устройства ввода информации в оптоэлектронные системы спектрального и корреляционного анализа радиосигналов, разработанная в Донецком НИИКА совместно с кафедрой радиофизики Донецкого госуниверситета.

Особенностью методики расчета является предположение [1] об отсутствии искажений в акустооптической ячейке, работающей на линейном участке модуляционной характеристики АОМ. Предлагаемая методика предусматривает расчет акустооптического модулятора как в режиме Брэгга, так и в режиме Рамана — Ната, хотя в высокопроизводительных оптических системах вычислительной техники и обработки информации преимущественное распространение получили первые.

По приведенной методике инженерного расчета в НИИКА в течение 1992—1998 гг. был создан ряд акустооптических модуляторов [5] для акустооптических анализаторов спектра [6], один из вариантов которых (где в качестве трансформатора, согласующего сопротивление  $R'_r$  и сопротивление передающего тракта  $R_r$  используется четвертьволновый трансформатор на микрокоаксиальном кабеле) показан на **рис. 8**.

В заключение, автор приносит благодарность В. В. Клуздину, О. Б. Гусеву, В. В. Молотку (Академия аэрокосмического приборостроения, г. Санкт-Петербург) за постоянное внимание и помощь, оказанные при решении прикладных проблем по созданию акустооптических систем обработки радиосигналов и их элементной базы.

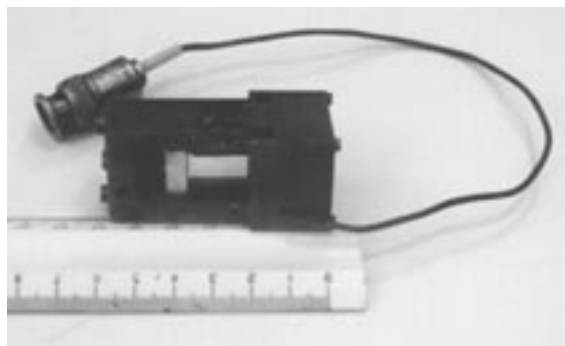


Рис. 8. Техническая реализация акустооптического модулятора

#### ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Данилов В. В. Классификационный анализ акустооптических устройств управления лазерным пучком. — См. настоящий номер, с. 52—57.
2. Данилов В. В. Акустооптический модулятор // Радиотехника. — Изд-во Харьковского техн. ун-та радиоэлектроники. — 1999. — № 112. — С. 66—74.
3. Данилов В. В. Материалы и технология реализации акустооптических устройств / Материалы VI международного Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». — Севастополь, 1996. — С. 452—455.
4. Балакший В. И., Парыгин В. Н., Чирков Л. Е. Физические основы акустооптики. — М.: Радио и связь, 1985.
5. Белик Т. В., Данилов В. В., Деркаченко Е. В. и др. Лазерное модуляционное устройство // ПТЭ. — 1992. — № 4. — С. 236—237.
6. Андреев А. А., Гусев О. Б., Данилов В. В. и др. Акустооптический анализатор спектра // Там же. — 1992. — № 6. — С. 205.

в портфеле редакции      в портфеле редакции      в портфеле редакции      в портфеле редакции

- Об экспресс-спектрографии. *М. Д. Скубинин, Ф. Д. Касимов, Н. К. Острова (Россия, г. Таганрог; Азербайджан, г. Баку)*
- Использование имитационного моделирования при конструировании и производстве РЭА. *О. В. Литвинова, Ю. Г. Майба, Ю. А. Семинин (Украина, г. Одесса)*
- Построение двухконтурной итерационной системы фазовой автоподстройки на основе непрерывного и дискретного контуров управления. *В. В. Коробко, С. Н. Скляренко (Украина, г. Киев)*
- Пленочный термопреобразователь сопротивления. *В. В. Брайловский, О. Е. Иларионов (Украина, г. Черновцы)*
- Усовершенствование унифицированных модулей ИВЭП на основе тепловых труб. *В. И. Гнилиценко, С. П. Ткачев, В. Б. Ткаченко (Украина, г. Одесса)*



- Функционально интегрированный магнитометрический преобразователь. *И. А. Большакова, Р. Л. Голяка (Украина, г. Львов)*
- Микроэлектронные датчики с частотным выходом на основе аналогов негatronов. *О. Н. Негоденко, Ю. П. Мардашин (Россия, г. Таганрог)*
- ИВЭП: основные параметры. Тенденции построения систем электропитания. *С. В. Левинзон, С. А. Керцман (Россия, г. Калуга; Украина, г. Киев)*

в портфеле редакции      в портфеле редакции      в портфеле редакции      в портфеле редакции