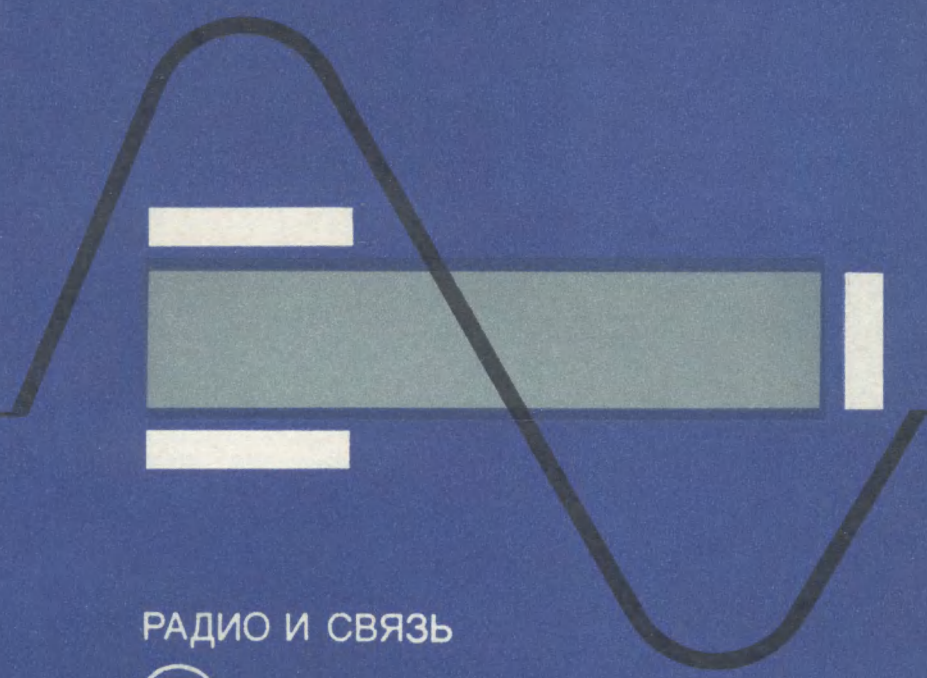


А. А. ЕРОФЕЕВ Г. А. ДАНОВ В. Н. ФРОЛОВ

А. А. ЕРОФЕЕВ Г. А. ДАНОВ В. Н. ФРОЛОВ

# ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В РАДИО- ЭЛЕКТРОНИКЕ



РАДИО И СВЯЗЬ



А. А. ЕРОФЕЕВ Г. А. ДАНОВ В. Н. ФРОЛОВ

ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ  
ТРАНСФОРМАТОРЫ  
И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ  
В РАДИО-  
ЭЛЕКТРОНИКЕ



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ»  
1988



Scan AAW

**Ерофеев А. А.** и др. **Пьезокерамические трансформаторы и их применение в радиоэлектронике**/А. А. Ерофеев, Г. А. Данов, В. Н. Фролов. — М.: Радио и связь, 1988. — 128 с.: ил.

ISBN 5-256-00014-4.

Пьезокерамические трансформаторы (ПТ) представляют собой перспективный класс силовых элементов электроники, обладающих широкими функциональными возможностями при малых габаритах, массе и высокой экономичности. В отличие от обычных электромагнитных трансформаторов они не имеют обмоток и магнитной системы, вследствие чего легко поддаются микроминиатюризации. Поэтому использование ПТ в источниках вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры (ИВЭП) обещает существенное улучшение их массогабаритных характеристик. Книга содержит оригинальный теоретический и экспериментальный материал по характеристикам и способам использования ПТ в современной РЭА. Обобщены сведения по свойствам современных ПТ и ИВЭП на их основе. Изложены основы работы ПТ, особенности характеристик и режимов работы высоковольтных и низковольтных ПТ, их статические и динамические свойства. Рассмотрены системотехнические принципы построения пьезополупроводниковых ИВЭП, приведены основные схемы и описаны схемотехнические особенности построения высоковольтных и низковольтных ИВЭП. Отражены вопросы микроминиатюризации пьезоэлектронных ИВЭП и их надежности.

Для научных работников, занимающихся проектированием радиоэлектронной аппаратуры и средств электропитания, а также может быть полезна для аспирантов соответствующих специальностей.

Табл. 3. Ил. 96. Библиогр. 73 назв.

Рецензент д-р техн. наук Э. М. Ромаш

**Редакция литературы по конструированию и технологии производства радиоэлектронной аппаратуры**

Научное издание

**АНАТОЛИЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ ЕРОФЕЕВ  
ГЕНРИХ АНДРЕЕВИЧ ДАНОВ  
ВЛАДИМИР НИКОЛАЕВИЧ ФРОЛОВ**

**ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ  
И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ**

Заведующий редакцией *П. И. Никонов*. Редактор *Ю. И. Суханов*  
Художественный редактор *Т. В. Бусарова*. Обложка художника *В. В. Третьякова*.  
Технический редактор *Т. Н. Зыкина*. Корректор *Т. В. Дземидович*

**ИБ № 1238**

Слано в набор 17.02.87 Подписано в печать 13.10.87  
Т-10139 Формат 60×90<sup>1/16</sup> Бумага кн.-журн. № 2 Гарнитура литературная Печать высокая  
Усл. печ. л. 8,0 Усл. кр.-отг. 8,5 Уч.-изд. л. 9,23 Тираж 12 000 экз.  
Изд. № 21241 Зак. № 36 Цена 70 к.  
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

**Е** 240202000—038 14—88  
046(01)—88

ISBN 5-256-00014-4

© Издательство «Радио и связь», 1988

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Пьезокерамические трансформаторы (ПТ) относятся к классу изделий электронной техники, в основе действия которых лежит пьезоэлектрический эффект. Для ПТ характерны простота технологии изготовления, планарность конструкции, отсутствие обмоток, высокие экономичность и надежность. Широкие функциональные возможности и повышенная частота преобразования энергии позволяют существенно улучшить массогабаритные характеристики и повысить технический уровень обширного класса полупроводниковых преобразовательных устройств и источников вторичного электропитания (ИВЭП) радиоэлектронной аппаратуры. В частности, высоковольтные источники вторичного электропитания на базе ПТ малой и средней мощности (до 10 Вт) имеют в 4...6 раз лучшие массогабаритные показатели, чем аналогичные ИВЭП с электромагнитными трансформаторами. Однако ряд специфических особенностей ПТ представляет до сих пор определенные трудности при создании на их основе широкого класса стабилизированных преобразователей для РЭА. Известные схемотехнические методы построения ИВЭП с электромагнитными трансформаторами в этом случае неприемлемы.

Долгое время разработка и внедрение ИВЭП с ПТ сдерживались отсутствием высококачественной пьезокерамики с необходимыми электрофизическими свойствами и недостаточными усилиями по развитию силовой пьезополупроводниковой техники.

В книге систематизированы необходимые сведения о физических принципах ПТ из современных пьезокерамических материалов (ПМ), представлен достаточный обширный теоретический и экспериментальный материал по характеристикам и особенностям ПМ и ПТ, а также по схемотехническим и системотехническим принципам построения высоковольтных и низковольтных ИВЭП на основе ПТ. Показаны возможности использования ПТ и перспективных направлений функциональной электроники.

Уже сегодня устройства, использующие ПТ, находят широкое применение в преобразовательной технике, например высоковольтные ПТ типов ТПКЗМ, ТПК4М, ТПК8М-1, ТПК8М-2 и пьезополупроводниковые высоковольтные преобразователи напряжения типа ППВ-1А(Б), ППВ-2А(Б). В книге приводится достаточно доступный практический материал по расчету ПТ и ИВЭП на основе современной элементной базы — аналоговых и цифровых интегральных схем (ИС).

В книге А. А. Ерофеевым написаны § 2.1, 2.3, 3.2, 3.5, 4.1; Г. А. Дановым — § 1.1, 1.3, 2.2; В. Н. Фроловым — § 3.4, 4.2, 4.3; § 1.4 написан авторами совместно, § 1.2, 3.1 и 3.3 написаны А. А. Ерофеевым и Г. А. Дановым.

# 1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРОВ

## 1.1. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСТВО И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ЯВЛЕНИЯ В ПЬЕЗОКЕРАМИКЕ

Структуру большинства кристаллических диэлектриков можно достаточно наглядно представить как систему электрически заряженных элементарных ячеек, определенным образом распределенных в объеме диэлектрика. Электрические свойства таких диэлектриков определяются величиной и знаком заряда, а также их взаимным расположением. Количественной характеристикой является электрический дипольный момент. Под действием электрического поля  $E$  в диэлектрике происходит переориентация элементарных зарядов, что приводит к появлению микроскопических дипольных моментов (электрическая поляризация). Обширный класс кристаллических диэлектриков допускает электрическую поляризацию под действием внешнего механического напряжения  $T$ , что позволяет считать их пьезоэлектриками. Среди пьезоэлектриков имеется подкласс диэлектриков, электрический момент единицы объема которых в отсутствие внешнего поля отличен от нуля. Такие вещества, обладающие спонтанной поляризацией, называются сегнетоэлектриками [1—4]. Направление спонтанной поляризации можно изменить путем приложения внешнего электрического поля определенной величины. Пьезоэлектрики и сегнетоэлектрики называют полярными кристаллическими диэлектриками. Пьезокерамические материалы (пьезокерамика) относятся к поликристаллическим диэлектрикам; они в исходном состоянии изотропны. При приложении внешнего электрического поля, достаточного для поляризации элементарных объемов (доменов), поликристаллическая структура становится анизотропной.

Одним из необходимых условий пьезоэффекта является отсутствие центра симметрии элементарной ячейки. Эта асимметрия обуславливает появление дипольных моментов, и при определенных условиях в результате кооперативных эффектов сложения в пьезоструктуре организуется макроскопическая поляризация.

Поляризация определяется как дипольный момент единицы объема и численно равна поверхностному заряду на единицу площади. Наиболее сильный кооперативный эффект диэлектрической поляризации присущ классу сегнетоэлектриков, которые отличаются от других диэлектриков сильной зависимостью диэлектрической поляризации, даже аномальными свойствами в зависи-

мости от температуры, обратимостью поляризации и характерными нелинейными эффектами [5, 6]. При температуре фазового перехода (точка Кюри) относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon$  резко возрастает, и с дальнейшим ростом температуры пьезоструктура теряет анизотропные свойства, а  $\epsilon$  обычно несколько уменьшается. В сегнетоэлектриках наблюдается сильная зависимость диэлектрических свойств от их пьезоактивности; величина  $\epsilon$  в значительной степени зависит от выбранного направления и граничных условий.

В общем случае пьезоэффект представляет сложную совокупность явлений в полярных диэлектриках, является многосторонним и связывает упругие, электрические и тепловые свойства пьезоструктуры. Описание поведения такой системы в равновесном состоянии может быть осуществлено с помощью термодинамических функций: свободной энергии и функции Гиббса [2, 8]. Причинно-следственный характер электромеханического преобразования подразумевает задание конечного числа внутренних и внешних параметров исследуемой системы. К внутренним независимым параметрам можно отнести деформацию  $S_{ij}$  (тензор 2-го ранга), электрическую поляризацию  $P_m$  (тензор 1-го ранга) и энтропию  $\sigma$ , к внешним (интенсивным) — механические напряжения  $T_{ij}$  (тензора 1-го ранга), электрическое поле  $E_m$  (тензор 1-го ранга) и температура  $\Theta$ .

Термодинамическая функция Гиббса, описывающая состояние такой системы, имеет вид:  $G = U - S_{ij}T_{ij} - E_m P_m - \sigma \Theta$ , где  $i, j = 1, 2, 3, \dots, 6$ ;  $m = 1, 2, 3$ ;  $U$  — внутренняя энергия.

Функция Гиббса  $G$  является функцией термодинамических параметров, которые зависят от условий состояния, при которых рассматривается данная пьезоструктура, и не зависит от предыстории, т. е. как это состояние достигнуто, что является обязательным условием для обратимых процессов. Для таких равновесных состояний дифференциал функции Гиббса имеет вид

$$dG = -S_{ij}dT_{ij} - D_m dE_m - \sigma d\Theta, \quad (1.1)$$

$$\text{где } S_{ij} = \left( -\frac{\partial G}{\partial T_{ij}} \right)_{E_m \Theta}, \quad D_m = \left( -\frac{\partial G}{\partial E_m} \right)_{T_{ij} \Theta}, \quad \sigma = \left( -\frac{\partial G}{\partial \Theta} \right)_{E_m T_{ij}}$$

$D$  — индукция.

Полные производные для  $S$ ,  $D$  и  $\sigma$  имеют вид:

$$\begin{aligned} dS_i &= \left( \frac{\partial S_i}{\partial T_j} \right)_{E_\Theta} dT_j + \left( \frac{\partial S_i}{\partial E_m} \right)_{T_\Theta} dE_m + \left( \frac{\partial S_i}{\partial \Theta} \right)_{TE} d\Theta; \\ dD_m &= \left( \frac{\partial D_m}{\partial T_j} \right)_{E_\Theta} dT_j + \left( \frac{\partial D_m}{\partial E_k} \right)_{T_\Theta} dE_k + \left( \frac{\partial D_m}{\partial \Theta} \right)_{TE} d\Theta; \\ d\sigma &= \left( \frac{\partial \sigma}{\partial T_j} \right)_{E_\Theta} dT_j + \left( \frac{\partial \sigma}{\partial E_m} \right)_{T_\Theta} dE_m + \left( \frac{\partial \sigma}{\partial \Theta} \right)_{TE} d\Theta. \end{aligned} \quad (1.2)$$

Из (1.2) можно выделить следующие основные константы:

$$\left( \frac{\partial S_i}{\partial T_j} \right)_{E_\Theta} = s_{ij}^{E\Theta} \text{ — упругая податливость;}$$

$\left(\frac{\partial D_m}{\partial E_k}\right)_{T\Theta} = \varepsilon_{mk}^{T\Theta}$  — диэлектрическая проницаемость;

$\left(\frac{\partial D_m}{\partial \Theta}\right)_{ET} = \left(\frac{\partial \sigma}{\partial E_m}\right)_{T\Theta} = \rho_m$  — пирозлектрическая константа;

$\left(\frac{\partial D_m}{\partial T_j}\right)_{T\Theta} = \left(\frac{\partial S_j}{\partial E_m}\right)_{T\Theta} = d_{mj}$  — пьезоэлектрическая константа для прямого и обратного пьезоэффекта (пьезомодуль).

Для адиабатического процесса, когда отсутствует теплообмен рассматриваемой пьезоструктуры с окружающей средой, т. е. при  $\sigma=0$ , уравнения состояния имеют вид ( $d$ -форма):

$$S_i = s_{ij}^E T_j + d_i E_k; D_m = d_{mj} T_j + \varepsilon_{mk}^T E_k, \quad (1.3)$$

где  $i, j=1, 2, 3, \dots, 6$ ;  $m, k=1, 2, 3$ .

Соответствующий набор независимых внутренних или внешних параметров дает возможность получить аналогичным образом другие системы уравнений. Если в качестве независимых переменных взяты механическое напряжение и индукция ( $g$ -форма), то

$$S_i = s_{ij}^D T_j + g_i D_m; E_k = -g_k T_j + \beta^T D_m. \quad (1.4)$$

Основными константами здесь являются:

$\left(-\frac{\partial E_k}{\partial T_j}\right)_D = g_k$  — пьезоэлектрический коэффициент (пьезочувствительность);  $\beta^T = 1/\varepsilon^{T_{ij}}$  — постоянная, обратная диэлектрической проницаемости;  $\beta^T$  — транспонированная матрица  $\beta$ . В случае, когда независимыми переменными являются механические деформации и электрическое поле, уравнение состояния имеет вид ( $e$ -форма):

$$T_i = c_{ij}^E S_j - e_i E_k; D_m = e S_j + \varepsilon^S E_k, \quad (1.5)$$

где  $\left(\frac{\partial T_i}{\partial S_j}\right)_E = c_{ij}^E$  — модуль упругости при  $E = \text{const}$ ;

$$\left(\frac{\partial D_m}{\partial S_j}\right)_E = \left(-\frac{\partial T_i}{\partial E_k}\right)_S = e_{mj}.$$

Если независимыми переменными выбрать деформацию и индукцию, получим следующую систему уравнений ( $h$ -форма):

$$T_i = c_{ij}^D S_j - h_i D_m; E_k = -h S_j + \beta^S D_m, \quad (1.6)$$

где  $h_i = \left(-\frac{\partial T_i}{\partial D_m}\right)_S = \left(-\frac{\partial E_k}{\partial S_j}\right)_D$ ,

$d_{mi}, g_k, l_{mi}, h_i$  — пьезоэлектрические константы.

Уравнения (1.3)—(1.6) справедливы для обратимых равновесных процессов в адиабатическом приближении. Экспериментально доказано, что для сегнетоэлектриков вдали от температуры фазового перехода изотермическое приближение в достаточной степени равно адиабатическому и различие в пьезомодулях или других найденных константах не превышает долей процента.

В большинстве практических случаев наиболее полезными [8, 9] являются системы уравнений (1.3) и (1.4), где механическое напряжение  $T_{ij}$ , электрическое поле  $E_m$  и индукция  $D_m$  — независимые переменные. Для пьезокерамических структур, относящихся к кристаллографическому классу,  $\infty, m$ , системы (1.3), (1.4) можно записать в матричной форме:

$$\|S\| = \|s^E\| \|T\| + \|d_t\| \|E\|; \|D\| = \|d\| \|T\| + \|\epsilon^T\| \|E\|; \quad (1.7)$$

$$\|S\| = \|s^D\| \|T\| + \|g_t\| \|D\|; \|E\| = \|g\| \|T\| + \|\beta_t\| \|D\|, \quad (1.8)$$

где

$$\|E\| = \begin{Bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{Bmatrix}; \|D\| = \begin{Bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{Bmatrix}.$$

Ввиду того что деформации, связанные с линейными изменениями в пьезокерамике, находятся в условиях равновесного состояния в каждом ее элементарном объеме, матрицы механических напряжений и деформаций должны определяться шестью составляющими  $T_j, S_i$ :

$$\|T\| = \begin{Bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{Bmatrix}; \|S\| = \begin{Bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{Bmatrix}.$$

Направление поляризации в пьезоструктуре является единственной осью анизотропии, поэтому перпендикулярные ей направления не представляют интереса. Матрицы пьезомодулей  $d_{ij}$  и  $\epsilon^T$

$$\|d\| = \begin{Bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{Bmatrix}; \|\epsilon^T\| = \begin{Bmatrix} \epsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{11}^T & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{33}^T \end{Bmatrix}.$$

Упругие и диэлектрические свойства пьезоструктуры и значения соответствующих констант в значительной степени зависят от механических и электрических условий. Так, механически зажатое состояние (отсутствие деформаций,  $S=0$ ) отмечается постановкой индекса  $e^S, \beta^S$ ; механически свободное состояние отмечается индексом  $T$  ( $T=0$ )  $\epsilon^T, \beta^T$ . Электрически замкнутое состояние ( $E=0$ , когда рассматриваемая поверхность пьезоструктуры имеет сплошной электрод, т. е. эквипотенциальна) обозначается, например,  $c^E, s^E$ . Электрически разомкнутое состояние соответствует полной электрической изоляции (отсутствие эквипотенциальной поверхности, когда  $D=0$ ), поясняется индексом  $D: c^D, s^D$ .

Способность поликристаллической пьезоструктуры приобретать поляризацию за счет механических воздействий и деформироваться за счет электрических полей позволяет их рассматривать как электромеханические преобразователи. Эффективность электромеханического преобразования характеризуется отношением энергии, проявляющейся в механической форме к полной электри-



ческой энергии, приложенной к соответствующим электродам пьезокерамического образца. Коэффициенты электромеханической связи  $k_{ij}$  являются наиболее важной характеристикой пьезоэлектрического эффекта; характеризуют эффекты преобразования энергии. Оценка выбора пьезоматериала определяется в основном значениями  $k_{ij}$  и  $d_{ij}$ . Поскольку преобразование механической энергии в электрическую или электрической энергии в механическую не может быть полным, как не бывает полной ориентации суммарного дипольного момента в пьезоструктуре, значение  $k_{ij}$  всегда меньше единицы. Для количественной характеристики преобразования энергии одного вида в другой необходимо знать величину  $k_{ij}^2$ , которая определяет ту долю от полной входной электрической (механической) энергии, которая превращается в механическую (электрическую). Коэффициенты связи характеризуют как квазистатические изменения в пьезоструктуре, так и изменения при распространении упругих колебаний, т. е. существуют статические и динамические коэффициенты связи. В зависимости от направления действия внешней силы ( $T$  или  $E$ ) и направления поляризации в пьезоструктуре имеется 12 различных коэффициентов электромеханической связи [8], основными из которых являются:

$$k_t = h_{33} \sqrt{\frac{\epsilon_{33}^S}{c_{33}^D}} \text{ — толщинный коэффициент связи, относящий-}$$

ся к случаю одномерной деформации, совпадающей с направлением полярной оси;

$$k_{31} = \frac{d_{31}}{\sqrt{\epsilon_{33}^T s_{11}^E}} \text{ — поперечный коэффициент связи, когда де-}$$

формации перпендикулярны направлению полярной оси;

$$k_{33} = \frac{d_{33}}{\sqrt{\epsilon_{33}^T s_{33}^E}} \text{ — продольный коэффициент связи, относящий-}$$

ся к одномерным деформациям параллельных направлению полярной оси;

$$k_p = k_{31} \sqrt{\frac{2}{1 - \sigma_n^2}} \text{ — планарный или радиальный коэффи-}$$

циенты связи, когда деформации распределены в плоскости, перпендикулярной полярной оси ( $\sigma_n$  — коэффициент Пуассона). Коэффициенты  $k_t$ ,  $k_{31}$ ,  $k_{33}$ ,  $k_p$  относятся к одномерным деформациям или изотропным механическим напряжениям. Наибольший коэффициент электромеханической связи для пьезоструктуры принадлежит сдвиговым деформациям ( $k_{15}$  — сдвиговый коэффициент связи):

$$k_{15} = \sqrt{1 - \frac{c_{44}^E}{c_{44}^D}} = \sqrt{1 - \frac{\epsilon_{11}^T}{\epsilon_{11}^S}},$$

где  $c_{44}$  — соответствующий модуль упругости, когда деформации развиваются в плоскости, включающей одновременно направление поляризации и электрического поля. Соотношения между коэффициентами электромеханической связи  $k_{ij}$  можно приближенно записать:  $k^2_{33} \approx 4k^2_{31} \approx k^2_t + k^2_p - k^2_p k^2_t$ . В пьезокерамиках на основе цирконата титаната свинца (ЦТС) с большой пьезоактивностью  $k_{15} (k_{33}) = 0,7$  и  $0,9$  — для монокристаллов сульфоида сурьмы (SbSJ);  $0,25 \dots 0,35$  для титаната бария ( $\text{BaTiO}_3$ );  $\approx 0,1$  для кварца.

Пьезоэффект является линейным (как прямой, так и обратный), т. е. при изменении величины и направления действия внешнего возмущения происходит соответствующее изменение результирующего эффекта. Наряду с линейным пьезоэффектом пьезокерамикам присущ квадратичный эффект электрострикции, когда под действием внешнего электрического поля в пьезоструктуре возникают деформации, пропорциональные квадрату напряженности приложенного поля, причем деформации одного знака независимо от направления поля. Эффект электрострикции практически не влияет на работу пьезокерамического преобразователя, так как электрострикционные коэффициенты обычно много меньше пьезоэлектрических. Пьезоэлектрики обладают сильным пирозлектрическим эффектом. Так, изменение температуры пьезоструктуры вызывает изменение напряжения до  $100 \text{ В/}^\circ\text{С}$  на электродах пьезокерамического диска из материала марки ЦТС=23, поляризованного по толщине с размерами  $S_{\text{пл}} = 1 \text{ см}^2$  и  $a = 1 \text{ мм}$ . Однако величина пирозаряда при этом ничтожно мала и не превышает  $10^{-8} \text{ Кл}\cdot\text{см}^2/^\circ\text{С}$ . Особую опасность представляют пирозлектрические явления для измерительных усилителей с входным сопротивлением в  $10^9 \text{ Ом}$  и более, работающих с пьезоприемниками.

Пьезоэлектрические постоянные подвержены влиянию температуры. Особо сильное влияние температура оказывает в районе фазового перехода. Различают фазовые переходы I и II рода [2, 3]. Фазовые переходы I рода характеризуются скачкообразным исчезновением поляризации и изменениями диэлектрической поляризации. Фазовые переходы II рода характеризуются плавным уменьшением степени спонтанной поляризации с повышением температуры в области фазового перехода. Для определения температурной зависимости пьезоэлектрических постоянных запишем феноменологическое разложение функции свободной энергии пьезокристалла по поляризации  $P$  [2, 3]:

$$F = F_0 + \frac{1}{2} \alpha P^2 + \frac{1}{4} \beta P^4 + \dots,$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициенты в разложении свободной энергии  $F$  в ряд по поляризации  $P$ . Учитывая условие равновесия  $\partial F / \partial P = \alpha P + \beta P^3$ ;  $\partial^2 F / \partial P^2 > 0$ , получаем основные соотношения в области фазового перехода. Зависимость константы разложения  $\alpha$  от температуры (закон Кюри — Вейсса):

$$\alpha = \frac{2\pi}{C} (\Theta - T_k); \quad \varepsilon_{\text{отн}} = \frac{C}{\Theta - T_k},$$

где  $T_k$  — точка Кюри,  $C$  — постоянная Кюри — Вейсса [2—5]. Уругие и пьезоэлектрические константы в области фазового перехода можно определить из выражений:

$$\|s^E\| = \left\| \frac{B_s^P}{\Theta - T_k} \right\|; \quad \|\alpha\| = \left\| \frac{Ad}{\Theta - T_k} \right\|,$$

где коэффициенты  $A$  и  $B$  — константы для соответствующего пьезоматериала. Эти выражения позволяют определить температурную зависимость коэффициента электромеханической связи, например  $k_{31}$ :  $k_{31}^2(\Theta) = Ak_{31}^2/BC(\Theta - T_k)$ .

## 1.2. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ И КОНСТРУКЦИИ ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРОВ

Пьезотрансформаторы (электромеханические преобразователи энергии) представляют собой монолитные твердотельные конструкции, выполненные из пьезокерамики в виде стержня, пластины, диска или цилиндра. Особенностью пьезокерамических трансформаторов является резонансный характер преобразования энергии в сравнительно узкой полосе частоты механического резонанса, когда амплитуда механических внутренних напряжений достигает максимального значения. По типу возбуждения объемных волн деформаций в ПТ их условно подразделяют на сдвиговые, изгибные и продольные. Пьезотрансформаторы сдвигового и изгибного типов нашли применение в качестве функциональных элементов при передаче малых уровней электрических сигналов: сдвиговые ПТ в области частот от 0,5 МГц и выше; изгибные в низкочастотной области — до единиц килогерц. Наибольшее распространение получили ПТ пластинчатого типа с возбуждением объемных продольных колебаний в направлении ширины или длины пьезопластины. В зависимости от направления вектора поляризации или полярной оси в пьезоструктуре, состояяие которой можно считать неизменным, и направления распространения возбуждаемых колебаний пьезотрансформаторы подразделяют на поперечно-продольные, поперечно-поперечные, продольно-продольные и продольно-поперечные (рис. 1.1). В зависимости от назначения ПТ разделяют на повышающие (высоковольтные, трансформаторы напряжения) и понижающие (трансформаторы тока).

Одна из первых конструкций высоковольтных ПТ показана на рис. 1.1,а [9, 14, 15]. Коэффициент трансформации такого ПТ, изготовленного из пьезокерамик системы ЦТС, достигает 100 в нагруженном состоянии и более 1000 при отсутствии нагрузки. На этом же рисунке даны распределение внутренних механических деформаций и смещение отдельных частей пьезоэлемента; такие ПТ эффективно работают как на основной, так и на второй гармонике собственного механического резонанса. На рис. 1.1,б изображен ПТ лоперечно-продольного типа. Он имеет симметрично

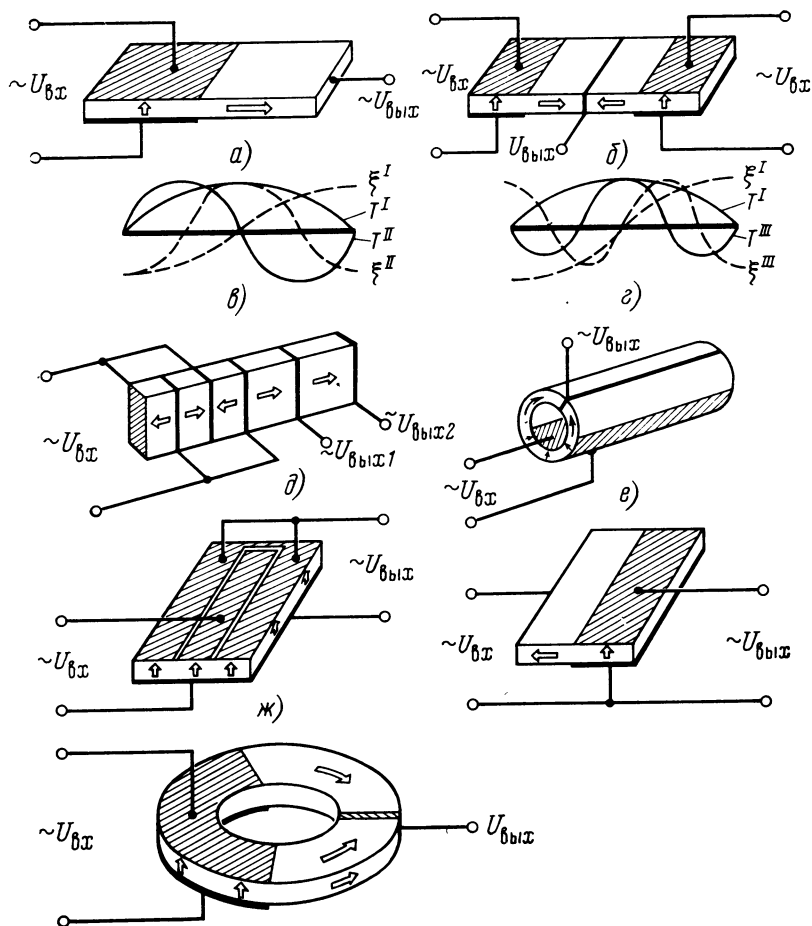


Рис. 1.1. Основные типы и конструкции ПТ:

заштрихованные области — электроды входных и выходных секций; стрелками показано направление поляризации

расположенную относительно центра пьезопластины генераторную секцию и две секции возбуждения, причем генераторная секция поляризована в противоположных направлениях. Как следует из эюр распределения деформаций, такие ПТ эффективно работают на нечетных гармониках. Примером ПТ продольно-продольного типа является конструкция, изображенная на рис. 1.1,в: ПТ представляет собой стержень из пьезокерамики с нанесенными кольцевыми электродами и с продольной поляризацией межэлектродных областей. При возбуждении продольных колебаний в стержне направление распространения упругих волн и направления поляризации совпадают. Особенностью таких ПТ является минимальная реактивная составляющая полного входного сопротивле-

ния и большое его значение. Коэффициент трансформации значительно ниже, чем у ПТ поперечно-продольного типа.

Для преобразования повышенной мощности наиболее оптимальными являются ПТ с пьезоэлементом в виде цилиндра (рис. 1.1, *г*), отличающиеся высокой прочностью при работе в сильных динамических полях и моночастотностью амплитудно-частотных характеристик (АЧХ). В них используются радиальные колебания цилиндра. Трансформаторы напряжения с цилиндрическим или дисковым пьезоэлементами (рис. 1.1, *ж*) можно отнести к поперечно-продольному типу (две поляризованные аксиально генераторные секции с общим кольцевым выходным электродом). На рис. 1.1, *д, е* изображены понижающие поперечно-поперечный и продольно-поперечный ПТ. Понижающий ПТ (рис. 1.1, *д*) [17] достаточно эффективно работает на основной гармонике продольных колебаний, распространяющихся в направлении ширины пьезопластины.

Топология электродов на противоположных плоскостях пьезопластины ПТ полностью симметрична. В зависимости от требуемых выходных параметров рассчитывается размер и соотношение площадей электродов входной и выходной секций. Если разместить входной и выходной электроды строго симметрично относительно продольной центральной оси пьезопластины, такой ПТ будет эффективно работать на 1-й и 2-й гармониках собственных колебаний. При аналогичном расположении трех симметричных электродов, возможна работа на 3-й гармонике и т. д. Обычно понижающие ПТ имеют рабочую частоту в интервалах 60 ... 100 кГц или 200 ... 270 кГц при коэффициенте трансформации 10 : 2 : 1. Существенно снизить коэффициент трансформации можно с помощью ПТ продольно-поперечного типа при использовании колебаний по ширине на 1-й или 2-й гармониках.

В конструкциях низковольтных ПТ ( $U_{вх}, U_{вых} < 500$  В) для повышения мощности (тока) на выходе необходимо иметь минимально возможные значения  $Z_{вх}, Z_{вых}$ , т. е. у них должны быть наибольшими значения  $C_{вх}, C_{вых}$ . Поэтому для этих ПТ наиболее эффективным является частотный диапазон  $\omega_p$  от 100 кГц до 1,5 ... 3 МГц. Для этих целей возбуждают высшие моды продольных колебаний по ширине, выполняя секции возбуждателя и генератора ПТ в виде полуволновых секций при точном согласовании положения пар электродов с пучностями стоячей волны на частоте  $\omega_p$  ( $\omega_p \leq 500$  кГц). При этом ПТ необходимо изготавливать из возможно более тонких пластин (0,1 ... 1 мм) для получения низких  $Z_{вых}$  и высоких значений удельной мощности. В диапазоне  $\omega_p > 0,5 \dots 3$  МГц используются основные и высшие моды продольных колебаний, а также сдвиговые колебания по толщине ПТ. Колебания сдвига характеризуются коэффициентом электромеханической связи  $k_{15} > k_p$ , значениями механической добротности  $Q_m^c > Q_m$  для продольных колебаний и являются одними из наиболее эффективных для создания перспективных конструкций ПТ. При этом необходимо использовать пьезоматериалы с высокой допустимой напряженностью электрического поля и слабой зависимо-

стью электрофизических параметров  $d_{ij}$  и  $Q_m$  при сильных динамических возмущениях. Низковольтные ПТ должны работать в режимах, близких к предельным по механическим и электрическим напряжениям, обеспечивая передачу максимальной мощности при КПД  $\approx 0,85 \dots 0,95$  [ $Z_{\text{вых}} \approx (10 \dots 15)R_n$ ]. При этом для перспективных конструкций ПТ предельные показатели удельной мощности составляют  $150 \dots 1000$  Вт/дм<sup>3</sup> (Вт/кг).

Анализ ПТ в случае линейной одномерной задачи правомерен при условии, если размеры пьезопластины  $l \gg b \gg a$ , а упругие свойства не зависят от его геометрии и режима работы [8, 9]. Однако на практике эти условия не всегда выполнимы.

Зависимость скорости распространения упругих волн в ограниченной среде пьезопластины от ее геометрического (поперечного) размера может быть представлена выражением  $c_{\text{зв}}^{\text{огр}} = c_{\text{зв}}^{\infty} [1 - \sigma^2 \pi^2 (b/2\lambda)^2]$ , где  $\sigma$  — коэффициент Пуассона,  $b$  — поперечный размер,  $\lambda$  — длина продольной волны.

Рабочие частоты ПТ и его геометрические размеры можно определить из графика рис. 1.2.

Зависимость коэффициента трансформации  $K_U$  для высоковольтного ПТ поперечно-продольного типа от его размеров  $b/l$  приведена на рис. 1.3. Из графика видно, что для работы на 1-й гармонике в режиме холостого хода при  $R_n = 200$  МОм наилучшее соотношение между шириной и длиной  $b = (0,4 \dots 0,55)l$ , а при работе на 2-й гармонике  $b = (0,12 \dots 0,3)l$ .

Оптимальные геометрические соотношения для симметричного ПТ приведены на рис. 1.4. Соотношения справедливы при условии слабых электрических полей и ненагруженном режиме (при  $R_n > 200$  МОм). Зависимости сняты при изменении размеров пьезопластины, когда высоковольтным выводом служила легкая токопроводящая резина, а выходное высоковольтное напряжение по-

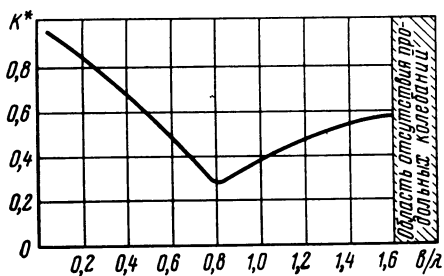


Рис. 1.2. Зависимость изменения относительной скорости упругих волн от поперечного размера пьезопластины  $b$ :

$K^*$  — нормировочный коэффициент, равный отношению скорости звука в пьезопластине к скорости звука в неограниченной среде,  $\lambda$  — длина продольной волны

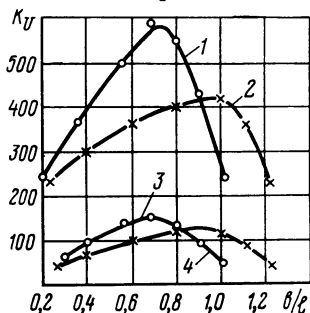


Рис. 1.3. Экспериментальные графики изменения коэффициента трансформации ПТ поперечно-продольного типа от отношения ширины к длине ( $U_{\text{вх}} = 20$  В):

1 — 2-я гармоника,  $R_n = 200$  МОм; 2 — 1-я гармоника,  $R_n = 200$  МОм; 3 — 2-я гармоника,  $R_n = 50$  МОм; 4 — 1-я гармоника,  $R_n = 50$  МОм

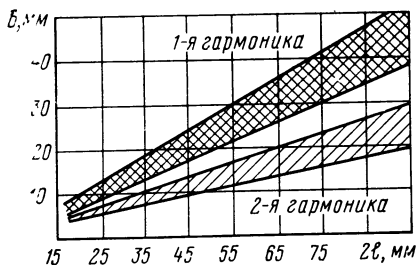


Рис. 1.4. Области оптимальных соотношений геометрических размеров ПТ из пьезокерамики ПКД-124-1Т

ступало через выпрямитель, собранный по схеме удвоения, в нагрузку.

Пьезопластина ПТ имеет конечные и соизмеримые ( $l$  с  $b$ ) размеры, поэтому возбуждение продольных волн сопровождается появлением дополнительных мод колебаний, например поперечных, изгибных и сдвиговых<sup>1</sup>. Поперечные колебания пьезопластины (колебания в направлении, перпендикулярном распространению продольных волн) появляются вследствие влияния модуля по-

перечного сжатия или растяжения, определяемого как коэффициент Пуассона. В результате взаимодействия продольной и поперечной волн могут возникнуть изгибные и сдвиговые волны. Возникновение дополнительных видов упругих волн определяется не только соотношением длины, ширины и толщины, но и нелинейной зависимостью между упругими деформациями и механическими напряжениями, что наиболее заметно проявляется при условии работы в сильных полях. Возникновение колебаний побочных типов и особенно изгибных приводит к дополнительным внутренним потерям и нередко к разрушению самой пьезопластины.

Выбор конструкции ПТ и его рабочей частоты определяется в основном требованиями его выходных электрических параметров при заданных входных ( $K_U$ ,  $P_{\max}$ , КПД).

При разработке пьезоэлектронных ИВЭП необходимо обеспечить необходимую стабильность и устойчивость их работы в широком диапазоне температур. Поэтому при разработке электрической схемы должна быть известна температурная нестабильность самого ПТ. Изменение выходных параметров ПТ в широком диапазоне температур зависит от стабильности электрофизических свойств материалов, из которых изготовлен ПТ. Температурные зависимости выходных параметров высоковольтного ПТ поперечно-продольного типа из материала ЦТБС-4 представлены на рис. 1.5 и 1.6 ( $U_{\text{вх}} = 30$  В). ПТ был выполнен из двух склеенных и соединенных электрически параллельно пьезопластин размерами  $70 \times 15 \times 1$  мм и помещен в специальный корпус (высоковольтный вывод выполнен из токопроводящей резины). Выходное напряжение с выхода ПТ поступало на выпрямитель, выполненный по схеме удвоения.

Анализ результатов исследования температурных зависимостей показал, что резонансная частота ПТ изменяется не более чем на 1%; изменение коэффициента трансформации  $K_U$  не превышает

<sup>1</sup> В [20] изложен метод визуального наблюдения и исследования колебаний в пьезопластинах прямоугольной формы — фигуры Хладни.

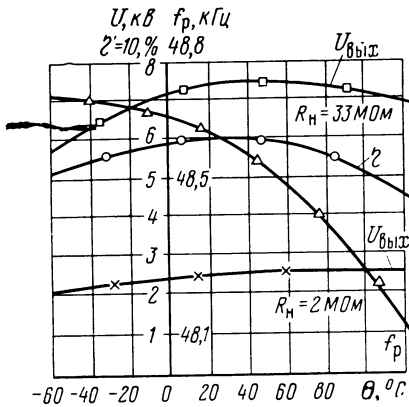


Рис. 1.5. Зависимость изменения электрических параметров ПТ от температуры

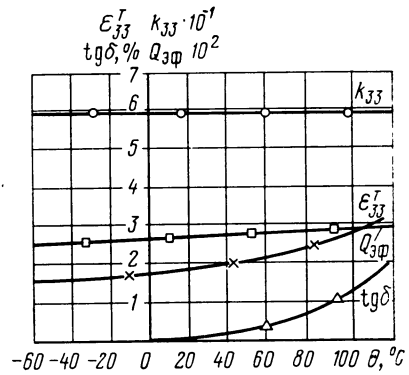


Рис. 1.6. Зависимость изменения электрических параметров ПТ от температуры

20% (25 ... 30% для материала ЦТС-23); КПД  $\eta$  имеет максимум при комнатных температурах, а его изменение в диапазоне температур  $-60 \dots +120^\circ\text{C}$  не превышает 10%; коэффициент связи  $k_{33}$  практически постоянен; эффективная добротность  $Q_{\text{эф}}$  повышается не более чем на 10%. Значительно (примерно в 1,5 раза) возрастает диэлектрическая проницаемость  $\epsilon^{T_{33}}$ , увеличиваются и диэлектрические потери:  $\text{tg } \delta$  (от 0,2% до 2%, т. е. в 10 раз). Рост диэлектрических потерь при повышенной температуре приводит к появлению дополнительных внутренних потерь в объеме диэлектрика, что снижает, с свою очередь, эффективность энергетических показателей ПТ. Однако в диапазоне температур  $-60 \dots +120^\circ\text{C}$  изменения  $\text{tg } \delta$  приводят к снижению КПД и выходной мощности  $P_{\text{вых}}$  не более чем на 3 ... 5%.

Для ПТ, работающих в режиме передачи мощности, наиболее перспективным является пьезокерамический материал ЦТБС-7. Для ПТ, работающих в режиме малых токов нагрузки, определены условия оптимизации свойств этого материала путем изменения химического состава керамики. Возможность управления основными свойствами материалов ЦТБС небольшим изменением количества добавки марганца представляет значительный интерес при организации серийного производства ПТ для различных режимов работы. Эти материалы с различным сочетанием электрофизических свойств имеют одинаковый химический состав, отличающийся небольшим изменением соотношения компонентов и могут быть получены на одних технологических линиях.



### 1.3. СВОЙСТВА ПРОСТЫХ И МОДИФИЦИРОВАННЫХ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРОВ

Монокристаллические и поликристаллические диэлектрики (полярные диэлектрики — пьезоэлектрики) наиболее исследованы в структуре перовскита ( $\text{CaTiO}_3$ ) с общей формулой  $\text{ABO}_3$ , например:  $\text{BaTiO}_3$ ,  $\text{PbTiO}_3$  и др. Монокристаллический титанат бария известен давно [3, 4, 7, 9] и привлекал особое внимание благодаря высокой диэлектрической проницаемости, обуславливающей высокие значения коэффициентов  $d_{ij}$ ,  $k_{ij}$ . Получение поликристаллического титаната бария, обладающего аналогичными электрофизическими параметрами, послужило заметным толчком в развитии электромеханических преобразователей на основе пьезокерамики.

Широко используется керамика на основе титаната бария  $\text{BaTiO}_3$  и более сложных двухкомпонентных пьезокерамических составов, таких как ЦТС  $\text{Pb}(\text{TiZr})\text{O}_3$ ; последние отличаются хорошими пьезоэлектрическими свойствами и повышенной температурой фазового перехода ( $230 \dots 360^\circ \text{C}$ ). Высокие пьезоактивность и диэлектрическая проницаемость керамики ЦТС, или PZT, согласно [10—12] достигают максимальных значений вблизи границы между тетрагональной и ромбоэдрической фазами, что облегчает переориентацию доменов в процессе поляризации и создает больший кооперативный эффект.

Пьезокерамика системы РСМ (Япония) представляет трехкомпонентные свинецсодержащие составы [10, 13]:  $\text{Pb}(\text{Mn}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3 - \text{PbTiO}_3 - \text{PbZrO}_3$  (Matsushita);  $\text{Pb}(\text{Co}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3 - \text{PbTiO}_3 - \text{PbZrO}_3$  (TDK);  $\text{Pb}(\text{Mn}_{1/3}\text{Sb}_{2/3})\text{O}_3 - \text{PbZrO}_3 - \text{PbTiO}_3$  (Nec);  $\text{Pb}(\text{Y}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3 - \text{PbZrO}_3 - \text{PbTiO}_3$  (Toshiba).

Тройные пьезокерамические составы системы РСМ значительно превосходят немодифицированные составы ЦТС по основным электрофизическим параметрам.

Таблица 1.1. Пьезокерамические материалы для пьезотрансформаторов и их

Марка материала	Добротность $Q_M$	Коэффициент электромеханической связи		$g_{33} \times 10^3$ , В/н	$\epsilon_{33}^T / \epsilon_0$
		$k_{33}$	$k_{31}$		
ТБ-1	100	0,32	0,18	—	1500
ЦТС-23	200	0,62	0,31	20	1100±100
ЦТС <sub>T</sub> -1	500	0,6	0,3	20	1150±150
ЦТС <sub>T</sub> -5	600	0,63	0,32	20	1000
ЦТБС-4	300	0,68	0,37	21	1800±200
ЦТБС-7	400	0,7	0,38	23	1400±100
ПКР-6	1100	0,7	0,39	—	2300
ПКР-8	1800	0,6	0,3	—	1400
PZT-2	680	0,62	0,28	38	450
PZT-4	500	0,7	0,34	24,5	1300
PZT-8	1000	0,64	0,3	25,5	1000
ЕС-64	400	0,65	0,33	24,5	1300
ЕС-69	960	0,62	0,31	24,5	1050
РСМ-9	1900	0,69	0,33	23,5	1500
РСМ-65	500	0,61	0,31	23,1	1010
РХЕ-41	1000	0,68	0,34	—	1200
РХЕ-42	750	0,66	0,34	—	1300

рам:  $k_{ij}$ ,  $Q_m$ ,  $g_{m1}$ . Так, модифицированные составы РСМ с добавками  $MnO_2$  и  $Al_2O_3$  позволяют получить добротность  $Q_m=4000$ . В КНР разработан пьезокерамический состав со стехиометрической формулой:  $Pb_{0,98}Sr_{0,02}(Mn_{1/3}Sb_{2/3})_{0,05} \times Ti_{0,47}Zr_{0,48}O_3 + 0,2\%$  мас.  $SeO_2$  с высокими упругими диэлектрическими и пьезосвойствами:  $Q_m=2825$ ;  $k_{33}=0,795$ ;  $\epsilon^T_{33}/\epsilon_0=1394$ ;  $tg \delta < 0,7\%$ .

Для ПТ применяются пьезокерамические материалы с малыми потерями, высокой механической добротностью и повышенными прочностными свойствами.

Свойства пьезокерамических материалов зависят не только от стехиометрического состава, но и в значительной степени от условий приготовления. В промышленном производстве изготовление изделий и пьезокерамики производят уже из готовых синтезированных материалов [5, 10, 12]. Синтез исходных материалов производится из промышленного химического сырья или химических реактивов указанных марок. Исходные материалы должны быть химически чистыми с содержанием основного вещества не менее 99,5... 99,8%. Чистота исходных компонентов в значительной мере определяет разброс электрофизических параметров пьезокерамических материалов и степень их воспроизводимости.

Изменение или отклонение параметров пьезокерамики от технических условий могут быть вызваны неоднородностью химического состава, отклонениями механического, температурного или электрического воздействия в процессе изготовления. Тем не менее считается допустимым отклонение основных параметров от нормы не более  $\pm 5\%$  для упругих,  $\pm 10\%$  для пьезоэлектрических и  $\pm 20\%$  для диэлектрических свойств пьезокерамического материала системы ЦТС.

Синтез пьезокерамики системы ЦТС производится двумя методами, наиболее эффективными из которых является приготовление однородной смеси окиси свинца ( $PbO$ ), двуокиси циркония ( $ZrO_2$ ) и двуокиси титаната ( $TiO_2$ ) и последующая их однократная термическая обработка, в результате которой получают:  $PbTiO_3$ ,  $PbZrO_2$  и  $Pb(TiZr)O_3$ .

#### основные электрофизические свойства

$tg \delta$ , %, в слабых-сильных полях	Модуль упругости $Y \cdot 10^{-10}$ , Па	Скорость звука $c_{зв}$ , м/с	Плотность $\rho$ , Т/м <sup>3</sup>	Точка Кюри $T_k$ , °C ( $\pm 10^\circ C$ )	Предел прочности $\sigma_{рас}$ , МПа	Сег нетожесть
2	9	4300	5,3	110	24,5	—
0,7...4	7,5	3300	7,4	275	16,7	с.ж.
0,5...1,5	8,5	3500	7,3	260	19	то же
0,3...2	—	3500	7,5	300	16,5	— » —
0,6...4	—	3200	7,5	230	18	с.с.ж.
0,3...3	11	3200	7,5	270	18	то же
0,5...1,5	—	3100	8,0	240	28	с.ж.
0,3...1,0	—	3500	7,8	320	30	то же
0,4...0,9	8	4400	7,5	370	37	с.с.ж.
0,4...3,0	8,2	3300	7,6	325	26	с.ж.
0,4...1,0	8	3400	7,6	320	20	то же
0,5...3,0	8,05	—	7,6	320	—	— » —
0,5...0,8	8,42	—	7,6	300	—	— » —
0,2...0,8	6,4	—	7,7	—	—	— » —
0,2...1,5	7,9	—	7,7	—	—	— » —
0,2...1,0	—	2000	7,2	315	—	— » —
0,2...1,0	—	2015	7,7	325	—	— » —

Модифицирующие добавки окислов (MnO, LaO, FeO) вводят либо в шихту одновременно с основными составляющими, либо после синтеза с последующей высокотемпературной обработкой. Введение модифицирующих добавок позволяет варьировать в широких пределах электрофизические свойства пьезокерамики, причем их концентрация составляет всего 0,5...1,5%. Различают добавки сегнетожесткие и сегнетомягкие. Сегнетожесткие добавки (K, Fe, In, Mn) увеличивают коэрцитивное поле керамики и механическую добротность, уменьшают подвижность доменных границ.

Технологический процесс производства пьезокерамического материала состоит из приготовления шихты (смеси исходных материалов с определенным их массовым содержанием), брикетирования и высокотемпературного синтеза [6, 10]. Контроль изготовления и измерения параметров пьезоматериалов производится согласно ГОСТ. В табл. 1.1 представлены данные материалов для ПТ. Параметры ПТ существенно зависят от свойств пьезоматериалов, из которых они изготовлены. К основным требованиям следует отнести повышенные значения механической добротности  $Q_m$ , коэффициентов электромеханической связи  $k_{ij}$  и предела механической прочности на растяжение  $\sigma_{рас}$ . Для каждого пьезоматериала существует граничное значение напряженности электрического поля на выходе ПТ, превышение которой приводит к необратимым процессам в пьезокерамике, разогреву и деполяризации, а также к механическому разрушению. Из известных пьезокерамик для изготовления ПТ подходят материалы сегнетожесткие (с. ж.) и средней степени жесткости (с. с. ж.), обладающие повышенными пьезоэлектрическими свойствами. Из пьезокерамических материалов, выпускаемых отечественной промышленностью наиболее оптимальным для ПТ являются ЦТС-23 и его модификации. Из представленных в табл. 1.1 материалов специально для ПТ была разработана пьезокерамика ЦТСС<sub>т</sub>-5 и ЦТБС-4. Эти пьезокерамики отличаются от ЦТС-23 модифицирующими добавками окислов редкоземельных металлов, а также более простой технологией изготовления и лучшей воспроизводимостью. Благодаря более высоким значениям добротности и коэффициентов электромеханической связи высоковольтные ПТ из них обладают значительным коэффициентом трансформации в режимах, близких к холостому ходу ( $K_U = 800 \dots 1000$ ), и повышенными КПД. Из квазистатического рассмотрения следует, что выходное напряжение ПТ тем выше, чем меньше выходная емкость, т. е. чем меньше  $\epsilon^{T_{33}}$  выходной генераторной секции. Однако в нагруженном режиме при большей выходной емкости запасенная электрическая энергия за период колебаний ПТ возрастает, в результате чего выходное сопротивление снижается. Кроме того, при достаточно большой выходной емкости генераторной секции ПТ меньше сказывается влияние паразитных связей, возникающих между корпусом, выпрямителем и нагрузкой и снижающих коэффициент трансформации. В США для изготовления пьезотрансформаторов используют пьезокерамику PZT-4 и PZT-8; в Японии — РСМ [10, 13] на основе ЦТС с добавками индия, бора, марганца, ванадия. Значения параметров пьезоматериалов, используемых при разработке и изготовлении ПТ:  $k_{31} \geq 0,4$ ,  $k_{33} \geq 0,7$ ,  $\epsilon^{T_{33}} \geq 1500$ ,  $\sigma_{рас} \geq 20$  МПа,  $Q_m \approx 500$ ,  $\text{tg } \delta$  в сильных полях  $\leq 2\%$ , точки Кюри  $\geq 250^\circ \text{C}$ ,  $k^2_{i,Q_m} > 300$  (показатель качества).

При увеличении напряженности  $E_{вх}$  в объеме пьезопластины возникают сильные динамические напряжения, возрастают диэлектрические и механические потери; что приводит к разогреву коле-

блющейся пьезопластины. В результате изменяются электрофизические свойства материала, что ухудшает эффективность работы ПТ. Наибольшая нелинейность параметров наблюдается в режиме холостого хода и наименьшая в нагрузочном режиме, в области максимального КПД.

В настоящее время отсутствуют сведения по измерению свойств пьезокерамических материалов в этих условиях, поэтому представляет интерес изучение поведения основных электрофизических параметров, например  $k_{33}$  и  $Q_{эф}$ , в зависимости от напряженности  $E_{вх}$ . Так, эффективную добротность можно определить по ширине полосы АЧХ на уровне 0,707, а коэффициент  $k_{33}$  — по сдвигу резонансной частоты режима холостого хода и короткого замыкания (рис. 1.7). Зависимость выходного напряжения  $U_{вх}$  и КПД ПТ от тока нагрузки  $I_{вх}$  приведены на рис. 1.8. При малых токах нагрузки наиболее высокие значения  $K_U$  и КПД имеют трансформаторы, изготовленные из материалов ЦТСС-5 и ПКР.

Максимальное значение КПД для всех исследованных ПТ колеблется от 85 до 90%. Наибольший интерес из числа исследованных образцов представляют ПТ, изготовленные из материала ЦТБС-4. По сравнению с ПТ из других материалов они имеют большее значение коэффициента  $K_U$  в режиме передачи максимальной мощности. При работе с максимальными КПД значения

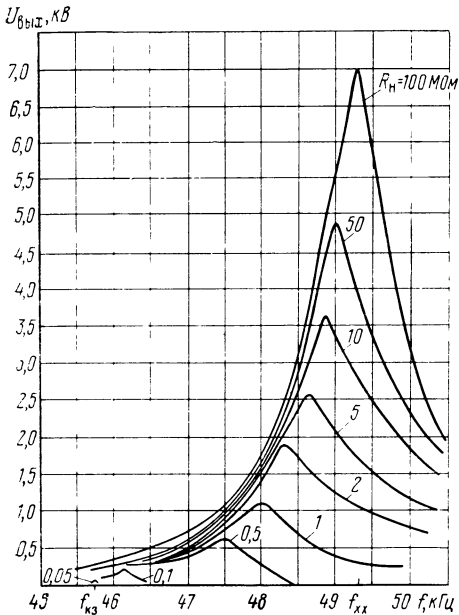


Рис. 1.7. Амплитудно-частотная характеристика ПТ из материала ЦТБС-4 в зависимости от сопротивления нагрузки  $R_n$  при  $U_{вх}=20$  В

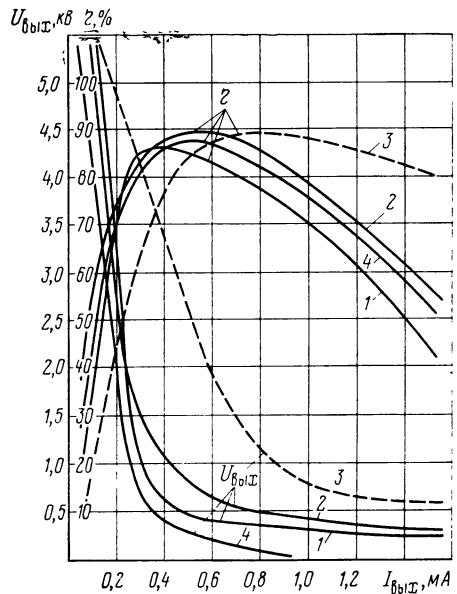


Рис. 1.8. Зависимость КПД и выходного напряжения ПТ от тока нагрузки:

1 — ЦТСС-23, 2 — ЦТСС-5, 3 — ЦТБС-4, 4 — ПКР-8

$K_U$  у них в 2 раза и более выше, чем у ПТ из других материалов. При увеличении выходной мощности до 5 Вт КПД ПТ составляет около 80%; для аналогичных образцов из других материалов при выходной мощности  $P_{\text{вых}}=3$  Вт  $\eta=50\%$  и уменьшается при увеличении тока нагрузки. На рис. 1.9 представлены зависимости  $K_U=f(U_{\text{вх}})$  в различных режимах работы. При больших токах нагрузки для ПТ из материала ЦТБС-4 характерны более высокие значения коэффициента трансформации. Как видно из рисунка, у ПТ при малых токах нагрузки (режимах, близких к х.х.) наблюдаются снижение  $K_U$  и значительная нелинейность в зависимости от  $U_{\text{вх}}$ , при этом  $\eta \leq 10\%$ . Это обусловлено существенным уменьшением эффективной добротности ПТ (рис. 1.10). В этих режимах работы более эффективными являются ПТ из материалов ЦТСС-5 и ПКР (см. табл. 1.1) [22, 23]. Пьезотрансформаторы из ЦТБС-4 имеют наибольший коэффициент  $k_{33}$ , наименьшее динамическое сопротивление  $R_e$  при сравнительно низком показателе добротности.

Пьезоматериалы для повышающих ПТ, рассчитанных на значительные токи нагрузки (в режимах  $\eta_{\text{max}}$ ), должны иметь максимально возможное значение коэффициента  $k_{ij}$  при удовлетворительном значении коэффициента качества или добротности (например,  $Q_m \geq 300$ ) и обладать стабильностью этих параметров в сильных полях. Материалы ПТ, работающих при слабых токах нагрузки (в режимах, близких к х.х.), должны иметь большую механическую добротность ( $Q_m > 800$ ) или большое значение показателя качества ( $k^2_{33} Q_m > 300$ ). Таким образом, для изготовления эффективных ПТ, работающих в широком интервале нагрузок или

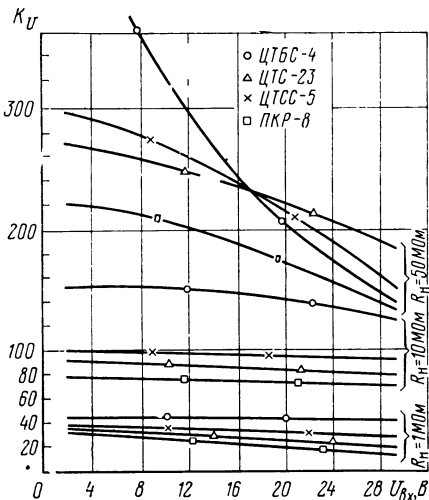


Рис. 1.9. Зависимости коэффициента трансформации от входного напряжения

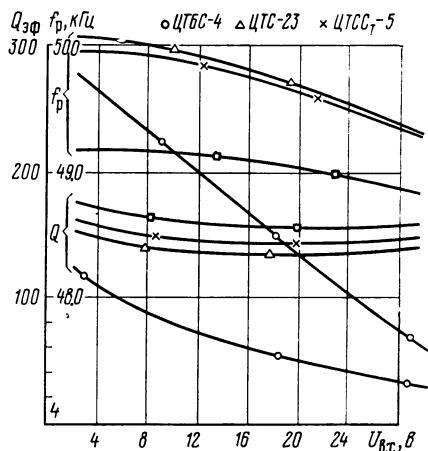


Рис. 1.10. Зависимости  $Q_{\text{эф}}=f(U_{\text{вх}})$  и  $f_p=f(U_{\text{вх}})$

крайних режимах, необходимо по крайней мере два пьезокерамических материала с различными сочетаниями электрофизических свойств. Материал ЦТСС-5 отличается от материала ЦТБС-4 более высоким значением добротности  $Q_m$ , которое является одним из наиболее определяющих параметров материала для ПТ, работающих в режиме х.х. Существует возможность управления значением  $Q_m$  материала ЦТБС-4 введением специальных модифицирующих добавок окислов при синтезе этих материалов, например путем введения добавки окисла марганца (рис. 1.11) [5, 10, 19, 22]. Из рис. 1.11 видно, что изменением количества добавки  $MnO_2$  можно в широких пределах управлять величиной механических и диэлектрических потерь. Более высокие значения  $Q_m$  (см. табл. 1.1) имеет керамика ЦТБС-7, отличающаяся от ЦТБС-4 повышенным содержанием добавок окиси марганца (в количестве 1%).

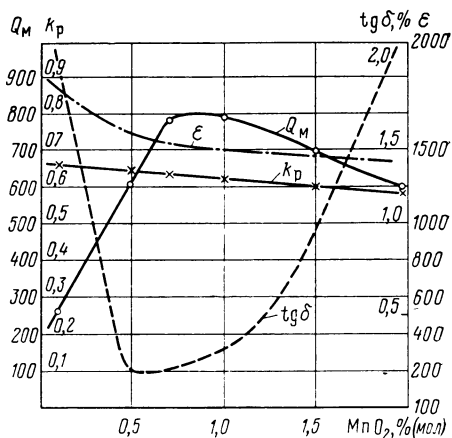


Рис. 1.11. Влияние модифицирующей добавки на электрофизические свойства материала марки ЦТБС-7

#### 1.4. ПАРАМЕТРЫ ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРОВ И МЕТОДИКА ИХ РАСЧЕТА

Рассмотрим симметричный ПТ поперечно-продольного типа (рис. 1.12,а), выполненный в виде плоской пьезопластины. Согласно линейной теории [8, 9], в случае одномерной задачи связь между силами  $F$  и колебательными скоростями  $V$  можно найти, решив совместно волновое уравнение и уравнение состояния с учетом пьезоэффекта для входной и выходной секций ПТ:

$$\rho \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = \frac{\partial T}{\partial x},$$

где  $\xi$  — смещение частиц в пьезопластинке по координате  $x$ ,  $T$  — упругие напряжения;

$$S_1 = s_{11}^E T_1 + d_{31} E_3; S_3 = s_{33}^D T_3 + g_{33} D_3;$$

$$D_3 = d_{31} T_1 + \epsilon_{33}^T E_3; E_3 = -g_{33} T_3 + \beta_{33}^T D_3; \quad (1.9)$$

$S_1$  и  $S_3$  — упругие деформации;  $E_3$  и  $D_3$  — напряженность и индукция электрического поля;  $d_{31}$ ,  $d_{33}$  — пьезоэлектрические коэффициенты;  $s_{11}^E$  и  $s_{33}^D$  — характеристики модуля упругости при постоянных  $E$  и  $D$ ;  $\epsilon_{33}^T$ ,  $\beta_{33}^T$  — компоненты диэлектрической проницаемости при постоянном  $T$ . Потери, вызванные внутренним тре-

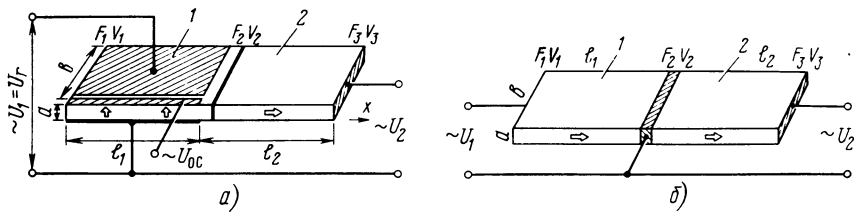


Рис. 1.12. Конструкции ПТ поперечно-продольного (а), продольно-продольного (б) типов:

1 — входная секция возбуждения, 2 — выходная генераторная секция,  $U_1, U_2$  — входное и выходное электрические напряжения,  $F_1 \dots F_2, V_1 \dots V_2$  — силы и колебательные скорости, действующие в сечениях незакрепленной пластины в направлении  $x$ ;  $c$  — ширина секции ОС

нием колеблющейся пьезопластины, можно учесть, представив модуль упругости комплексным:

$$Y^D = Y_1^D + j Y_2^D \quad (1.10)$$

Решение уравнений (1.9) в случае плоских продольных волн [при условии  $(b+c) < (l_1+l_2)/2$ ] можно записать в матричной форме для входной секции возбуждения [8, 9];

$$\begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ U_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{Z_1}{j \operatorname{th} \gamma_1 l_1} + \frac{n_\Phi^2}{j \omega C_{01}} & \frac{Z_1}{j \operatorname{sh} \gamma_1 l_1} + \frac{n_\Phi^2}{j \omega C_{01}} & \frac{n_\Phi}{j \omega C_{01}} \\ \frac{Z_1}{j \operatorname{sh} \gamma_1 l_1} + \frac{n_\Phi^2}{j \omega C_{01}} & \frac{Z_1}{j \operatorname{th} \gamma_1 l_1} + \frac{n_\Phi^2}{j \omega C_{01}} & \frac{n_\Phi}{j \omega C_{01}} \\ \frac{n_\Phi}{j \omega C_{01}} & \frac{n_\Phi}{j \omega C_{01}} & \frac{1}{j \omega C_{01}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I_1 \end{pmatrix}, \quad (1.11)$$

где  $Z_1 = \rho c^{E_{33}} a (b+c)$  — волновое сопротивление;  $n_\Phi = (b+c) \times Y_1^E d_{31}$ ;  $C_{01} = \frac{(b+c)}{a} \epsilon^{T_{33}} (1 - k_{31}^2)$ ;  $\gamma_1 = j \omega \sqrt{\rho / Y_1^E}$ ;  $c^{E_{33}}$  — скорость

звука в пьезопластине при постоянном электрическом поле;  $\rho$  — плотность вещества пьезопластины;  $I_1$  — ток, протекающий в входной секции;  $n_\Phi$  — коэффициент электромеханической трансформации.

Аналогично для выходной генераторной секции

$$\begin{pmatrix} F_2 \\ F_3 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{Z_2}{j \operatorname{th} \gamma_2 l_2} & \frac{Z_2}{j \operatorname{sh} \gamma_2 l_2} & \frac{Y_3^D g_{33}}{j \omega} \\ \frac{Z_2}{j \operatorname{sh} \gamma_2 l_2} & \frac{Z_2}{j \operatorname{th} \gamma_2 l_2} & \frac{Y_3^D g_{33}}{j \omega} \\ \frac{Y_3^D g_{33}}{j \omega} & \frac{Y_3^D g_{33}}{j \omega} & \frac{1}{j \omega C_{02}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_2 \\ V_3 \\ I_2 \end{pmatrix}, \quad (1.12)$$

где  $Z_2 = \rho c^{D_{33}} a (b+c)$ ;  $C_{02} = \frac{a(b+c)}{l_2} \epsilon^{T_{33}} (1 + k_{33}^2)$ ;  $\gamma_2 = j \omega \sqrt{\rho / Y_3^D}$ ;

$c^{D_{33}}$  — скорость звука в генераторной части пьезопластины при по-

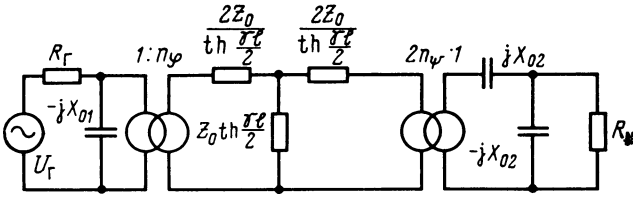


Рис. 1.13. Полная схема замещения ПТ

стоянной индукции электрического поля;  $I_2$  — ток, протекающий в выходной генераторной секции.

Комплексность модуля упругости в (1.10) приводит к комплексности постоянной распространения волн:  $\gamma = j\omega \sqrt{\frac{\rho}{c_1^D + jc_2^D}} = \alpha + j\beta$ . Отношение  $c_1^D/c_2^D$  называют механической добротностью  $Q_M$ . На основании (1.11) и (1.12) можно получить полную схему замещения (рис. 1.13). Для данной схемы замещения были сделаны следующие допущения: модули упругости  $Y^{E_1}$  и  $Y^{E_3}$  равны; входная и выходная секция акустически согласованы, т. е.  $Z_1 = Z_2 = Z_3$  и  $\gamma_1 l_1 = \gamma_2 l_2$ ,  $Y^{D_3} = Y^{E_1} (1 - k_{33}^2)^{-1}$ . Разложив функции  $\text{th}(\gamma_1 l_1/2)$  и  $\text{th} \gamma_1 l_1$  в степенной ряд в окрестности значений  $\gamma_1 l_1 = \pi/2$  и  $\gamma_1 l_1 = \pi$ , что соответствует работе ПТ на 1-й и 2-й гармониках собственного механического резонанса по длине пьезопластины, в случае малых потерь ( $\gamma_1 l_1 \ll 1$ ) можно записать:

$$\text{th} \gamma_1 l_1 = \frac{4Q_M}{\pi} \left( 1 + j \frac{4Q_M \varepsilon}{\pi} \right)^{-1},$$

или через относительную расстройку  $r = (\omega - \omega_0)/\omega_0 = \Delta\omega/\omega_0$ ;  $\text{th} \gamma l = 4Q_M/\pi (1 + j 2Q_M r)$ , где  $\varepsilon = \beta l - \pi/2$  — малый угол.

Схема замещения для ПТ, работающего на частоте основного резонанса, изображена на рис. 1.14. Здесь  $R$  и  $X$  — активная и реактивная составляющие полного механического сопротивления. Параметры данной схемы определяются выражениями:

$$\begin{aligned} R &= \pi Z_0 / Q_M; \quad X = 2\pi Z_0 r; \\ X_{01} &= 1/\omega C_{01}; \quad X_{02} = 1/\omega C_{02}; \quad n_\varphi = (b+c) Y_1^E d_{31}; \\ n_\varphi &= \frac{k_{33}^2 (1 - k_{33}^2) \varepsilon_{33}^T}{d_{33}} \frac{a(b+c)}{l_2}. \end{aligned} \quad (1.13)$$

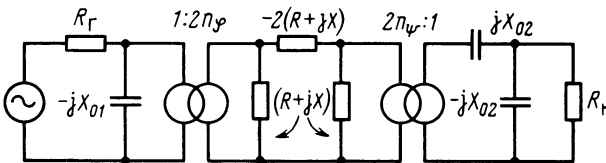


Рис. 1.14. Упрощенная схема ПТ



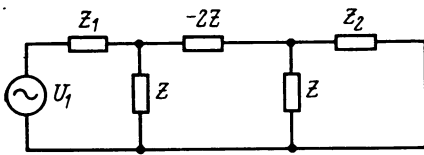


Рис. 1.15. Приведенная схема ПТ

Представленная схема замещения состоит из трех частей, соединенных идеальными электромеханическими трансформаторами с коэффициентами трансформации  $n_\Phi$  и  $n_\Psi$ . Первая часть — электрическая, содержит эквивалентный генератор с внутренним сопротивлением

$R_r$ ; третья часть — тоже электрическая, к ней подключена нагрузка  $R_H$ . Между ними помещена механическая часть в виде комплексного сопротивления. Реактивная часть полного комплексного сопротивления в зависимости от расстройки частоты может носить емкостный, индуктивный характер, или обращаться в нуль на частоте резонанса. Электрические части схемы замещения удобно привести к механической (как показано на рис. 1.15), заменив источник ЭДС с внутренним сопротивлением  $R_r$  на эквивалентный генератор  $U_1$  с внутренним полным сопротивлением  $Z_1$ :

$$Z_1 = R_1 - j X_1; Z = R + j X; Z_2 = R_2 + j X_2,$$

$$\text{где } R_1 = \frac{4 n_\Phi^2 R_r X_{01}^2}{R_r^2 + X_{01}^2}; X_1 = \frac{4 n_\Phi^2 R_r^2 X_{01}}{R_r^2 + X_{01}^2}; \quad (1.14) - (1.17)$$

$$R_2 = \frac{4 n_\Psi^2 X_{02}^2 R_H}{R_H^2 + X_{02}^2}; X_2 = \frac{4 n_\Psi^2 X_{02}^3}{R_H^2 + X_{02}^2}; U_1 = \frac{U_r (R_1 - j X_1)}{2 R_r n_\Phi};$$

$$X_{01} = \frac{1}{j \omega C_{01}}; X_{02} = \frac{1}{j \omega C_{02}}.$$

Анализ эквивалентных схем позволяет определить основные параметры ПТ:

$$K_U = \frac{U_H}{U_r} = \frac{2 n_\Phi X_{02}}{2 R + R_1 + R_2} \left( \frac{R_2 R_H}{R_r^2 + X_{02}^2} \right)^{1/2};$$

$$\eta = \frac{2 n_\Psi^2 X_{02}}{2 R + R_1 + 2 n_\Psi^2 X_{02}} \quad (\text{при } R_H = X_{02});$$

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_r^2 R_2}{(2 R + R_1 + R_2)^2} \left( \frac{R_1 + j X_1}{2 R_r n_\Phi} \right).$$

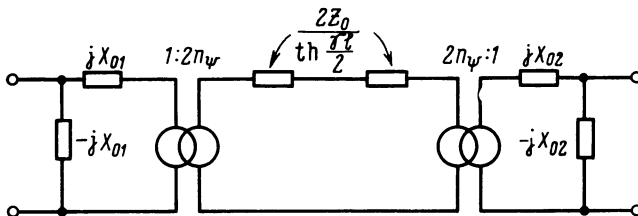


Рис. 1.16. Полная схема ПТ продольно-продольного типа

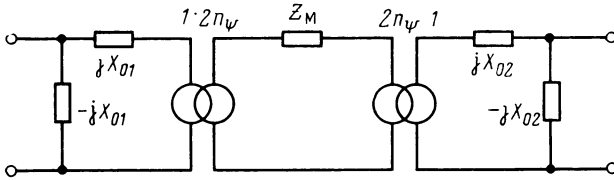


Рис. 1.17. Упрощенная схема ПТ

На рис. 1.12,б была изображена конструкция ПТ продольно-продольного типа. При условии равенства геометрических размеров входной и выходной секций полная схема замещения ПТ при возбуждении на 2-й гармонике будет иметь вид рис. 1.16. Здесь  $Z_0$  — волновое сопротивление;  $X_{01}$  и  $X_{02}$  — емкостные сопротивления входной и выходной секций;

$$Z_0 = ab (\rho Y_3^D)^{1/2}; \quad X_{01} = \frac{l}{\omega \epsilon_{33}^T (1 - k_{33}^2) ab};$$

$$n_\psi = \frac{k_{33}^2 ab}{g_{33} l}; \quad \gamma = j\omega \sqrt{\rho/Y_3^D}.$$

Раскладывая в ряд функцию  $\text{th}(\gamma l/2)$  в окрестности  $\lambda = 2l$ , что соответствует условию резонанса продольных колебаний на 2-й гармонике, и ограничиваясь первыми членами разложения  $r \ll 1$ ,  $r = \Delta\omega/\omega \ll 1$  или  $Q_M > 100$ , получаем

$$\text{th} \frac{\gamma l}{2} = \frac{4 Q_M}{\pi (1 + j 2 Q_M r)},$$

схема при этом допущении может быть приведена к виду рис. 1.17, где  $Z_M = \pi Z_0 Q_M^{-1} (1 + j 2 Q_M r)$ . Электрические части схемы замещения можно аналогично преобразовать в механическую часть, как показано на рис. 1.18, где  $\bar{U}_1$  — эквивалентный генератор,  $Z_1$  и  $Z_2$  — преобразованные полные сопротивления электрических частей эквивалентной схемы;

$$Z_M = R + jX; \quad Z_1 = R_1 - jX_1; \quad Z_2 = R_2 - jX_2;$$

$$\bar{U}_1 = 2 n_\psi U_r \frac{X_{01}^2 - j X_{01} R_r}{R_r^2 + X_{01}^2};$$

$$R_1 = \frac{4 n_\psi^2 X_{01}^2 R_r}{R_r^2 + X_{01}^2}; \quad R_2 = \frac{4 n_\psi^2 X_{02}^2 R_H}{R_H^2 + X_{02}^2};$$

$$X_1 = 4 n_\psi^2 \left( \frac{R_r^2 X_{01}}{R_r^2 + X_{01}^2} - X_{01} \right); \quad X_2 = 4 n_\psi^2 \left( \frac{R_H^2 X_{02}}{R_H^2 + X_{02}^2} - X_{02} \right).$$

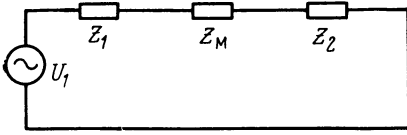


Рис. 1.18. Приведенная схема ПТ

Активная и реактивная части полного механического сопротивления имеют вид, аналогичный (1.13). Здесь:

$$K_U = \frac{|U_R|}{|U_T|} = \frac{2 n_\psi X_{01}}{R + R_1 + R_2} \sqrt{\frac{R_2 R_R}{R_T^2 + X_{02}^2}}; \quad \eta = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R}.$$

Продифференцировав выражение для  $K_U$  по  $R_R$ , получим условие максимума для  $R_R$ :  $R_R = X_{02}$ . При этом  $R_2 = 2n_\psi^2 R_R$ , или  $R_2 = 2n_\psi^2 X_{02}$ ;  $X_2 = -2n_\psi^2 X_{02}$ . Тогда условие максимума КПД

$$\eta_{\max} = \frac{2 n_\psi^2 X_{02}}{R + R_1 + 2 n_\psi^2 X_{02}}. \quad (1.18)$$

Выражение для выходной мощности имеет вид

$$P_{\text{вых}} = \frac{|U_R|^2}{R_R} = \frac{4 U_T^2 R_T}{(R + R_1 + R_2)^2} \frac{n_\psi^2 X_{01} (X_{01} - j R_T)^2}{(R_T^2 + X_{01}^2)^2}. \quad (1.19)$$

При  $R_T = 0$  (источник напряжения) соответствующие выражения примут вид:

для ПТ поперечно-продольного типа

$$R_1 = 0; \quad X_1 = 0; \quad U_1 = 2 U_T n_\psi;$$

для ПТ продольно-продольного типа

$$R_1 = 0; \quad X_1 = -4 n_\psi^2 X_{01}; \quad U_1 = 2 n_\psi U_T.$$

На рис. 1.19 представлены характеристики ПТ поперечно-продольного типа из материала ЦТСС-5 с размерами  $70 \times 15 \times 1$  мм, снятые для областей 1-й и 2-й гармоник механического резонанса продольных колебаний. Из фазовых характеристик видно, что

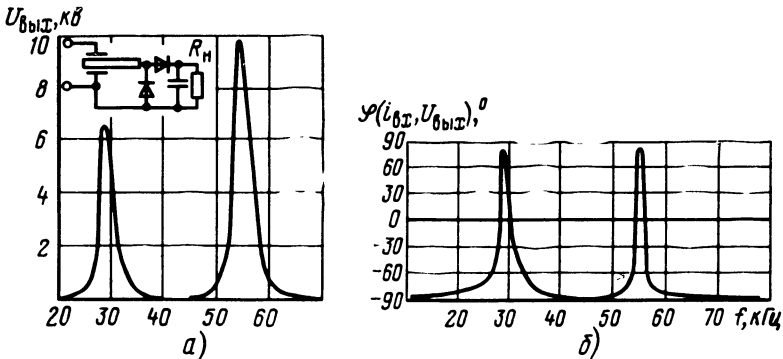


Рис. 1.19. Амплитудная (а) и фазочастотная (б) характеристики ПТ поперечно-продольного типа

вдали от резонанса ПТ ведет себя как емкость, а на частоте резонанса и его окрестности полное входное сопротивление может носить емкостной, индуктивный или активный характер. Зависимости  $U_{\text{вых}}(\omega)$  и фазовый сдвиг между входным током и напряжением измерены при  $R_H \rightarrow \infty$ , а на входе пьезотрансформатора включен генератор напряжения ( $R_G=0$ ) при условии резонанса ( $2X+X_2=0$ ).

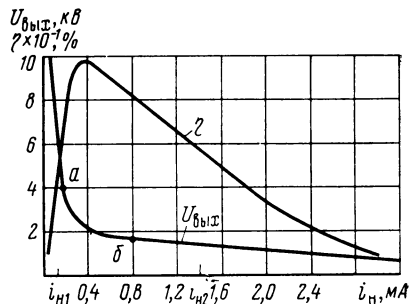


Рис. 1.20. Зависимость входного напряжения и КПД ПТ от тока нагрузки на частоте резонанса ( $E_{\text{вх}} = 10$  В/мм)

Характеристики ПТ при возбуждении на 2-й гармонике показаны на рис. 1.20. Из характеристик видно, что максимальное значение  $K_U$  ПТ можно получить в режиме, близком к х.х. (при  $R_H \rightarrow \infty$ ,  $U_{\text{вых}} = U_{\text{х.х}}$ ). В этом режиме эффективная добротность  $Q_{\text{эф}} = f_r / \Delta f$  максимальна. Однако при этом КПД, а также входное сопротивление минимальны, что может привести к значительному перегреву или разрушению ПТ. Участок *аб* характеристики можно отнести к рабочему участку, где КПД достигает своего максимального значения. Режим согласованной нагрузки ПТ соответствует токам нагрузки, когда  $\eta \approx 50\%$ . В режиме х.х. коэффициент трансформации поперечно-продольного ПТ:

$$K'_{U_0} = 2 n_{\phi} n_{\psi} X_{02} / R \quad (1.20)$$

при ( $R_H \rightarrow \infty$ ) или  $K'_{U_0} = 0,4 Q_M k_{33}^2 (1 - k_{33}^2)^{-1/2} (d_{31} / d_{33}) / a$ .

Для ПТ продольно-продольного типа

$$K''_{U_0} = 0,4 Q_M k_{33}^2 / (1 - k_{33}^2)^{1/2}. \quad (1.21)$$

Для конструкции ПТ поперечно-продольного типа эквивалентное входное сопротивление

$$R''_s = R / 4 n_{\psi}^2 = \pi^2 X_{01} / 4 Q_M k_{33}^2. \quad (1.22)$$

Коэффициент трансформации  $K_{U_0}$  ПТ, выполненных из пьезокерамики системы ЦТС, модифицированной  $\text{MnO}_2$  и  $\text{Cd}(\text{LiBi})\text{O}_3$ , может достигать нескольких тысяч. Эффективная добротность ПТ близка по значению к добротности материала  $Q_M \approx 500 \dots 800$ . При этом в пьезопластине могут развиваться предельно высокие внутренние механические напряжения, превышающие прочность пьезокерамического материала  $\sigma_{\text{рас}}$ . В результате может наступить разрушение пьезоэлемента. Режим х.х. рекомендуется использовать при входных электрических полях напряженностью не более 8 ... 10 В/мм, когда не требуется высокий КПД.

В режиме передачи максимальной мощности — режим согласованной нагрузки  $R_H = R_1 + 2R$ , где  $R_1 = 0$  (на входе источник напряжения). Пренебрегая емкостным характером выходного пол-

ного сопротивления (при  $R_H \approx X_{02}$ ), находим значение для  $R_H$  в случае поперечно-продольной конструкции ПТ

$$R_H = 2 n_\psi^2 X_{02} / R. \quad (1.23)$$

При этом коэффициент трансформации ПТ в 2 раза меньше  $K_{U0}$

$$K'_U = 0,2 Q_M \frac{k_{33}^2}{1 - k_{33}^2} \frac{d_{31}}{d_{33}} \frac{l}{a}.$$

Аналогично для ПТ продольно-продольного типа

$$K''_U = \frac{1}{2} K''_{U0} = 0,2 Q_M \frac{k_{33}^2}{(1 - k_{33}^2)^{1/2}}. \quad (1.24)$$

Пьезотрансформатор имеет две согласованные нагрузки, когда  $\eta = 50\%$ :  $R_H(i_{H1})$  и  $R_{H2}(i_{H2})$  рис. 1.20. Режим максимального КПД соответствует области участка *аб*. Это наиболее нелинейный участок и коэффициент трансформации в этом режиме для ПТ поперечно-продольного типа определяется выражением

$$K'_{U\eta} = \frac{n_\psi X_{02}}{R + n_\psi^2 X_{02}} \sqrt{2 n_\Phi}.$$

Тогда отношение

$$K'_{U0} / K'_{U\eta} = 0,2 k_{33}^2 Q_M$$

и для материалов с  $Q_M = 400$  и  $k_{33}^2 = 0,4$  коэффициент передачи  $K'_{U\eta}$  будет более чем в 20 раз ниже, чем  $K'_{U0}$ . Для режима работы с максимальным КПД  $R_H = X_{02}$  или  $R_H = 1/\omega C_{02}$ . Выражение для максимального КПД можно получить из (1.15)

$$\eta'_{\max} = (1 + \pi^2 / 2 k_{33}^2 Q_M)^{-1}. \quad (1.25)$$

Для продольно-продольной конструкции ПТ после некоторых упрощений получаем аналогичное выражение:

$$\eta''_{\max} = (1 + \pi Z_0 / 2 n_\psi^2 X_{02} Q_M)^{-1}, \quad (1.26)$$

которое переходит в (1.25) при  $X_{01} = X_{02}$ . Выражения могут служить критерием для формулирования требований к пьезокерамическим материалам ПТ [22, 23]. В режиме максимального КПД входное сопротивление ПТ наибольшее по сравнению с другими режимами его работы

$$R'_s = \frac{\pi^2 (1 - k_{31}^2) X_{01}}{4 Q_M k_{31}^2} \left[ 1 + \frac{2 k_{33}^2 Q_M}{\pi^2 (1 - k_{33}^2)} \right].$$

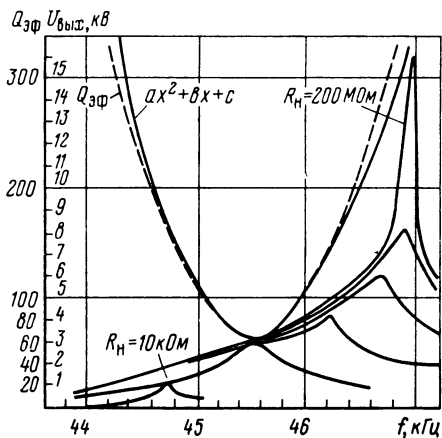
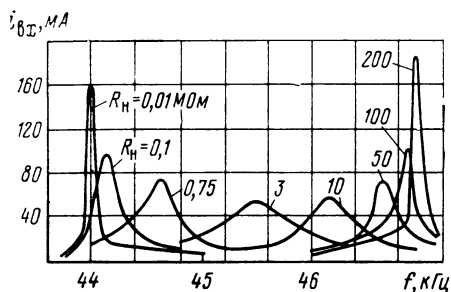
Практически значение  $R'_s$  в режиме максимального КПД превышает этот параметр в режиме х.х. в 10 и более раз. Для продольно-продольной конструкции ПТ в соответствии с (1.22) при  $R_H \rightarrow \infty$  получим следующее выражение:

$$R_s'' = \frac{X_{01}}{2} \left( 1 + \frac{\pi^2}{2 Q_M k_{33}^2} \right) \approx \frac{X_{01}}{2},$$

т. е. входное сопротивление  $R_s''$  сравнимо с емкостным входным сопротивлением ПТ. Реактивная составляющая полного входного сопротивления в этом режиме довольно значительна, а фазовый сдвиг между током и напряжением может достигать  $50^\circ$ , что необходимо учитывать при проектировании УМ ИВЭП. В режиме максимального КПД напряженность поля во входной секции ПТ можно увеличить до 40 В/мм.

Максимальная выходная мощность  $P_{\text{вых}}$  ПТ определяется максимальным током  $I_{\text{вх}}$  в ПТ, что на частоте последовательного резонанса соответствует режиму к.з. В этом режиме ( $R_n \rightarrow 0$ ) коэффициент трансформации ПТ  $K_U \rightarrow 0$ . Входные сопротивления ( $Z_{\text{вх}}$ ) и выходные параметры ( $Z_{\text{вых}}$ ,  $P_{\text{вых}}$ ,  $K_U$ ,  $\eta$ ) зависят от тока нагрузки, напряженности поля  $E_{\text{вх}}$ , внутреннего сопротивления генератора. При этом резонансная частота ПТ смещается и изменяются его резонансные свойства. На рис. 1.21,а представлены характеристики, построенные на основе экспериментальных данных зависимости входного тока от частоты напряжения  $U_{\text{вх}}$  для ПТ поперечно-продольного типа из пьезокерамики ЦТСС<sub>Т</sub>-5 с размерами  $70 \times 15 \times 1$  мм ( $R_f \leq 5$  Ом,  $U_{\text{вых}} = \text{const}$ ). К выходу ПТ подключен выпрямитель на высоковольтных диодах КЦ106Г, выполненный по схеме с удвоением напряжения. Из графиков видно, что входное сопротивление ПТ одинаково минимально в режимах близких к х.х. ( $R_n \geq 200$  МОм) и к.з. ( $R_n \leq 10$  кОм). В режиме максимального КПД ( $R_n \approx 1,5$  МОм) входное сопротивление возрастает более чем в 4 раза по сравнению с указанными крайними режимами работы ПТ. Здесь же наглядно показан сдвиг резонансной частоты  $\Delta\omega = \omega_{\text{х.х.}} - \omega_{\text{к.з.}}$  в зависимости от тока нагрузки ( $\Delta\omega \approx 3$  кГц). На рис. 1.21,б показаны зависимости  $U_{\text{вых}} = \varphi(f)$  при различных сопротивлениях нагрузки. Из рисунка видно, что в зависимости от режима работы ПТ и

Рис. 1.21. Амплитудно-частотная характеристика ПТ (а) и зависимость добротности  $Q_{3\Phi}$  от частоты (б)



тока нагрузки меняется характер АЧХ. Эффективная добротность  $Q_{эф}$  при этом (рис. 1.21,б, штриховая линия) имеет максимальное значение в режиме х.х. и к.з. и минимальное — в режиме максимального КПД. Из экспериментальных данных и графиков (рис. 1.21,б) можно определить параметры пьезокерамики:  $Q_m$ ,  $k_{33}$ ,  $k_{31}$ ,  $\epsilon^T_{33}$ ,  $c_{33}$  и др. Аналитически выражение  $Q_{эф} = Q_m \varphi(R_H)$  при условии параболической аппроксимации можно записать:  $Q_{эф} = ax^2 + bx + c$ , где  $c = Q_m$ , а коэффициенты  $a$  и  $b$  можно найти приближенно, если предположить, что вершина параболы находится в области нагрузок, соответствующих режиму максимального КПД ( $R_H = X_{02}$ ). По сравнению с режимами х.х. (к.з.) добротность уменьшается практически в 10 раз, тогда

$$x_0 = \lg X_{02} \quad Q_{эф}^{(0)} = Q_{\eta \max} = Q_m - a \lg^2 X_{02}.$$

Тогда

$$Q_{эф} = Q_m \left[ \left( \frac{\lg R_H}{\lg X_{02}} - 1 \right)^2 + \frac{1}{10} \right], \quad (1.27)$$

где  $X_{02}$  — определяется выходной емкостью ПТ и может быть найдено из выражения (1.13). Полученное выражение для  $Q_{эф}$  достаточно точно согласуется с экспериментальными данными. Погрешность определения  $Q_{эф}$  в области режима максимального КПД не превышает 2...3%. С помощью выражения (1.27) можно уточнить зависимость для коэффициента  $K_U = \varphi(R_H)$

$$K_U = K_{U\eta} Q_{эф}, \quad (1.28)$$

или

$$K_U(R_H) = \frac{K_{U0}}{0,2 k_{33}^2} \left[ \left( \frac{\lg R_H}{\lg X_{02}} - 1 \right)^2 + \frac{1}{10} \right]. \quad (1.29)$$

Условия резонанса выполняются, когда реактивная часть полного сопротивления приведенной схемы замещения равна нулю т. е.  $2X - X_1 + X_2 = 0$ , отсюда можно определить сдвиг частоты резонанса в зависимости от режима работы ПТ (изменения величины тока нагрузки):  $\Delta\omega = \frac{X_2 - X_1}{4\pi Z_0} \omega_r$ , где  $X_1$  и  $X_2$  определяются выра-

жениями (1.14) — (1.17). В режиме х.х. ( $R_H \rightarrow \infty$ )  $X_2 = 0$ ,  $R_2 = 0$ , что будет соответствовать работе ПТ поперечного типа на резонансной частоте  $\omega = \omega_r$ . В режиме к.з. ( $R_H \rightarrow 0$ )  $R_2 = 0$ ,  $X_2 = 4n^2_{\psi} X_{02}$  и сдвиг частоты можно определить из выражения

$$\Delta\omega = \frac{X_2}{4\pi Z_0} \omega_r. \quad (1.30)$$

Подставляя значения (1.13) — (1.16) и (1.17) для  $n_{\psi}$ ,  $X_{02}$  и  $Z_0$ , учитывая, что  $\omega_r = \frac{\pi c_{33}^E}{2l}$  и  $k^2_{33} = g_{33} d_{33} Y^E_{33}$ , получаем уравнение относительно  $k^2_{33}$ :  $k^4_{33} - k^2_{33} = \pi^2 \Delta\omega / 2\omega$ .

Решение этого уравнения позволяет найти сдвиг резонансной частоты  $\Delta\omega$  при изменении тока нагрузки от режима х.х. до режима к. з. По данным измерений  $\Delta\omega$  для ПТ поперечно-продольного типа можно найти

$$k_{33}^2 = \pi^2 \Delta f / 2 f_r, \quad (1.31)$$

где  $\Delta f = f_{\text{х.х.}} - f_{\text{к.з.}}$ .

Как указывалось выше, все рассуждения относительно коэффициента трансформации, КПД, а также сдвига резонансной частоты ПТ справедливы при условии работы ПТ как от источника напряжения, так и тока ( $R_r = 0$  или  $R_r \ll R_s$ ). При конечном значении  $R_r$  эффективность ПТ и его резонансные свойства изменяются. Так, при изменении сопротивления  $R_r$  от единиц ом до нескольких килоом коэффициент  $K_U$  ПТ поперечно-продольного типа в режиме х.х. снижается на 15...20%; частота основного резонанса смещается вправо по шкале частот до 5%; эффективная добротность  $Q_{\text{эф}}$  монотонно убывает. По сдвигу резонансной частоты от величины  $R_r$  можно определить пьезоактивность входной секции возбуждения ПТ [23]. Из условия равенства нулю реактивной части схемы замещения (рис. 1.15) ( $R_r \rightarrow \infty$ ) имеем  $\Delta\omega = \omega X_1 / 4\pi Z_0$ . В случае  $R_r \gg R_s$  или  $R_r \rightarrow \infty$  из (1.14)–(1.17) находим  $U_1 = -j2X_{01} I_r n_\Phi$ ,  $R_1 = 0$ ,  $X_1 = 4X_{01} n_\Phi$ . Подставив в выражение для  $\Delta\omega$  значения  $X_1$  и  $Z_0$  из (1.14)–(1.17), получим, что независимо от номера гармоники возбуждения (первая или вторая) коэффициент связи

$$k_{31}^2 = \left( 1 + \frac{2f_r}{\pi^2 \Delta f} \right)^{-1}, \quad (1.32)$$

$\Delta f$  — сдвиг резонансной частоты относительно частоты  $f_r$  при условии  $R_r \gg 1/\omega C_{01}$ . Условие  $R_r \gg R_s$  можно выполнить, если  $R_r \gg 1/\omega C_{01}$ .

Коэффициент связи  $k_{31}$  можно найти и из выражения для полной входной проводимости ПТ согласно [8]

$$Y_{\text{вх}} = j\omega \frac{bl}{a} \epsilon_{33}^T \left\{ 1 - k_{31}^2 \left( 1 - \frac{\text{th}(\gamma l/2)}{(\gamma l/2)} \right) \right\}.$$

На частоте резонанса полная проводимость  $Y_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ , откуда  $\text{th} \frac{\gamma l}{2} = \text{th} \frac{f_a}{f_r} \frac{\pi}{a}$ , где  $f_a$  — частота параллельного резонанса ( $Y_{\text{вх}} \rightarrow 0$ ). Из этого же условия найдено выражение для коэффициента связи  $k_{31}$

$$k_{31}^2 = \left( 1 - \text{tg} \left( \frac{\pi}{2} \frac{f_a}{f_r} \right) 2f_r / \pi f_a \right)^{-1}.$$

Разложив функцию  $\text{tg}(\pi f_a / 2f_r)$  в ряд вблизи значения  $\pi/2$ , представив  $\text{tg}(\pi f_a / 2f_r) \approx \text{tg}(\pi/2 + \epsilon)$ , где  $\epsilon \approx \pi\delta/2$ ,  $\delta = f_a/f_r - 1 \approx \Delta f/f_r$ ,  $\Delta f = f_a - f_r$  и ограничившись одним членом разложения  $\text{tg}(\pi/2 + \epsilon) = -\text{ctg} \epsilon$ , окончательно получим

$$k_{31}^2 = \left( 1 + \frac{2f_r}{\pi^2 \Delta f} \right)^{-1}. \quad (1.33)$$



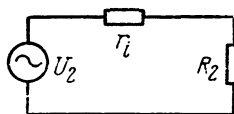


Рис. 1.22. Схема замещения ПТ

Таким образом, измерив частоты  $f_r$  и  $f_a$ , можно из (1.33) определить значение коэффициента  $k_{з1}$ . Это выражение справедливо для любых типов пластинчатых ПТ.

Для ПТ поперечно-продольного типа схема замещения после приведения ее входной электрической и колебательной механической частей к выходной электрической с помощью идеальных электромеханических трансформаторов  $n_\Phi$  и  $n_\Psi$  принимает вид показанный на рис. 1.18, где  $U_1 = U_2$  — эквивалентный источник ЭДС:

$$U_2 = U_r X_{02} \frac{X_{01} - jR_r}{X_{01}^2 + R_r^2} \left( \frac{n_\Phi}{n_\Psi} \right); Z_M = \frac{1}{4n_\Psi^2} (R + jX).$$

При работе на 2-й гармонике ( $\omega_r = \pi c E_{зв}/l$ ),  $\text{Im}(Z_M) = 0$  и  $\omega = \omega_p = \omega_r$ . Когда на входе ПТ включен источник напряжения, то на частоте последовательного резонанса сопротивление реактивной части схемы равно нулю (рис. 1.22), а внутреннее выходное сопротивление ПТ  $r_i = R/2n_\Phi n_\Psi$ . Тогда полный ток в цепи

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_r n_\Phi / n_\Psi}{R_2 + R/2n_\Psi^2}.$$

Сопротивление  $r_i$  можно выразить через электрофизические параметры

для основной резонансной частоты

$$r_{i1} = \frac{\pi^2}{4(b+c)\omega_r^{(1)} Q_M} \left( \frac{d_{33}}{d_{31}} \right) \frac{1}{\epsilon_{33}^T k_{33}^2 (1 - k_{33}^2)}; \quad (1.34)$$

для 2-й гармоники

$$r_{i2} = \frac{\pi^2}{8(b+c)\omega_r^{(2)} Q_M} \left( \frac{d_{33}}{d_{31}} \right) \frac{1}{\epsilon_{33}^T k_{33}^2 (1 - k_{33}^2)} \approx 0,5 r_{i1}; \quad (1.35)$$

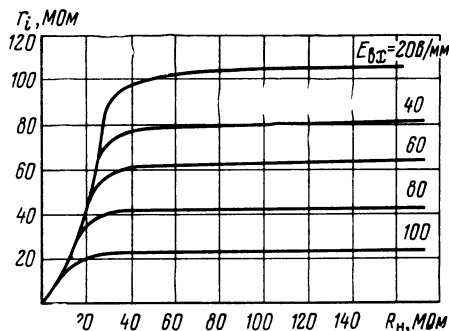


Рис. 1.23. Зависимость сопротивления  $r_i$  от  $R_n$  при разных уровнях напряжения  $E_{зв}$

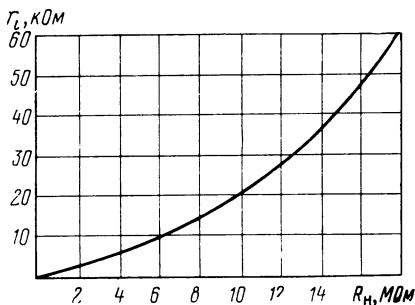


Рис. 1.24. Зависимость сопротивления  $r_i$  от  $R_n$  ( $r_i \gg R_n$ ,  $f = f_p$ ,  $R_r = 0$ )

коэффициент трансформации

$$K_U = \frac{K_{U0}}{1 + r_i/R_n}, \quad (1.36)$$

т. е. чем меньше  $r_i$  по сравнению с  $R_n$ , тем больше  $K_U$  (выше стабильность  $U_{\text{вых}}(i_n)$ ).

Из (1.34) и (1.35) видно, что снижение  $r_i$  можно достичь увеличением ширины пьезопластины, а также повышением требований к электрофизическим параметрам пьезоматериалов. Так, чем выше значения  $k_{33}$  и  $\varepsilon^{T_{33}}$  пьезокерамики, тем больше  $K_U$ . В общем случае стабильность выходного напряжения (1.36) зависит не только от параметра  $R_n$ , но и от напряженности поля  $E_{33}$  (рис. 1.23, 1.24).

Схема замещения ПТ, приведенная ко входу, и ее векторные диаграммы изображены на рис. 1.25, 1.26 [9]. Увеличение внутреннего сопротивления источника  $R_r$  при  $f=f_0$  приводит к возрастанию фазового сдвига  $\psi_0$  между напряжением на входе  $U_{\text{вх}}$  и пьезотоком  $I_{\text{п}}$ , что связано с изменением резонансной частоты ПТ. В предельном режиме ( $R_r \gg X_{01} = 1/\omega_0 C_{3T}$ ) угол  $\psi_0$  стремится к  $\pi/2$ . Следовательно,

$$\psi_0 = \frac{\pi}{2} \left[ 1 - \left( 1 + \frac{R_r}{R_r + X_{01}} \right)^{-1} \right], \quad (1.37)$$

причем  $R_n$  определяет величину вектора пьезотока  $I_{\text{п}}$  при фиксированном начальном угле  $\psi_0$ . Видно, что в режиме х. х. ПТ механическая часть секции воз-

Рис. 1.25. Схема замещения ПТ по входу

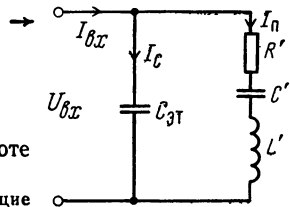
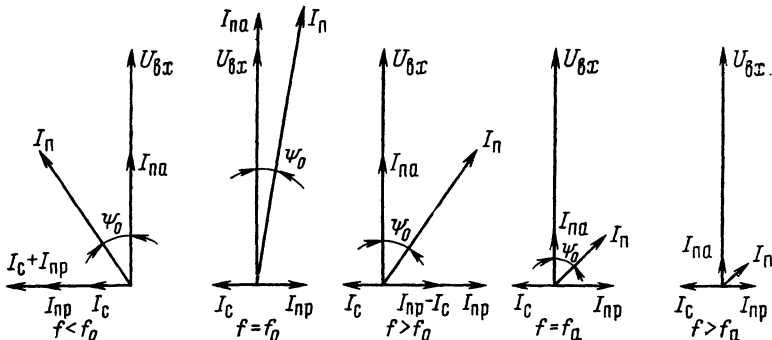


Рис. 1.26. Векторные диаграммы при различной частоте возбуждения ПТ:

$I_{\text{п}}$  — пьезоток,  $I_{\text{па}}$ ,  $I_{\text{пр}}$  — активная и реактивная составляющие пьезотока,  $I_C$  — емкостная составляющая входного тока



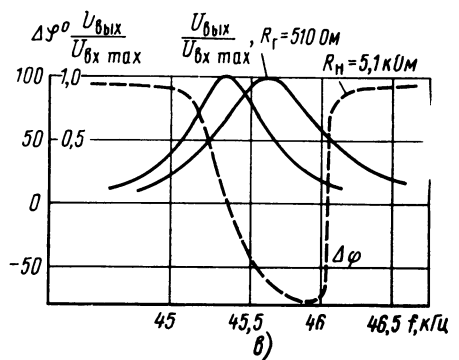
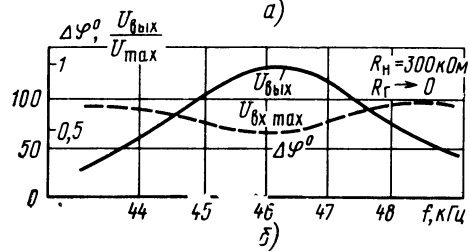
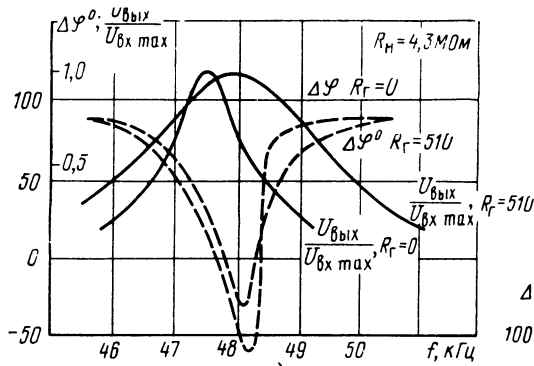


Рис. 1.27. Амплитудно- и фазочастотные характеристики ПТ при разных сопротивлениях нагрузки  $R_H$  ( $\Delta\varphi$  — фазовый сдвиг между входным током и напряжением)

буждения работает в режиме к. з. с током  $I'_n$  и нагружена на реактивное сопротивление  $4n^2_\psi X_{02}$  (при работе на резонансной частоте пьезоток стремится к своему (максимальному значению  $I'_n$ ). В промежуточных режимах поведение тока  $I_n$  полностью определяется величиной вносимых потерь на резонансной частоте. При этом можно считать, что собственные потери, определяемые сопротивлением  $R'$  — постоянны. Таким образом, значения пьезотока:

$$I_n = I'_n \left( 1 + \frac{4n^2_\psi}{R} \frac{R_n X_{02}^2}{R_n^2 + X_{02}^2} \right)^{-1} \quad (1.38)$$

Если учесть, что максимальное значение пьезотока  $I'_n = U_{вх} n_\varphi / R$ , то (1.38) примет вид

$$I_n = U_{вх} n_\varphi \left[ R + 4n^2_\psi \frac{R_n X_{02}^2}{R_n^2 + X_{02}^2} \right]^{-1} \quad (1.39)$$

Анализ выражения (1.39) показывает, что  $dI_n/dR_n = 0$  при значении  $R_n = X_{02}$ , что соответствует минимальному значению тока, который определяется как  $I_{n \min} = U_{вх} n_\varphi / (R + 2n^2_\psi X_{02})$ . Векторные диаграммы рис. 1.26 относятся к случаю, когда  $R_n = X_{02}$  и  $R_n > X_{02}$  при  $R_g = 0$ . На рис. 1.27 показаны ФЧХ и нормированные АЧХ ПТ для выбранных режимов. Из графиков следует, что положение максимума нормированных АЧХ при заданном  $R_n$  определяется сопротивлением  $R_g$ ; фазовый сдвиг между  $U_{вх}$  и  $I_{вх}$  однозначно определен значением  $R_n$ ; входное сопротивление может принимать емкостной, индуктивный или активный характер при определенных значениях  $R_n$  и  $R_g$ .

Рис. 1.28. Векторная диаграмма при  $R_r \neq 0$

Таким образом, входной ток при фиксированном значении  $R_r$  определяется как (рис. 1.28)

$$I_{вх} = \sqrt{I_{п}^2 \cos^2 \psi_0 + (I_{п} \sin \psi_0 - I_c)^2} \quad (1.40)$$

Используя соотношения (1.37) и (1.40), можно получить значение текущего угла

$$\psi_0 = \arccos \left[ 1 + \left( \operatorname{tg} \psi_0 - \frac{R + 4n_{\psi}^2 \frac{R_H X_{02}}{R_H^2 + X_{02}^2}}{n_{\varphi} X_{01} \cos \psi_0} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (1.41)$$

При  $\psi_0 = 0$  входное сопротивление ПТ активно. Этому соответствует равенство, получаемое из выражения (1.41):

$$n_{\varphi} X_{01} \sin \psi_0 = R + 4n_{\psi}^2 \frac{R_H X_{02}^2}{R_H^2 + X_{02}^2}, \quad (1.42)$$

решая которое можно определить два значения  $R_H$

$$R_{H1,2} = \frac{2n_{\psi}^2 X_{02}^2}{n_{\varphi} X_{01} \sin \psi_0 - R} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \left( \frac{n_{\varphi} X_{01} \sin \psi_0 - R}{2n_{\psi}^2 X_{02}^2} \right)^2} \right].$$

Подкоренное выражение представляет собой действительную величину при выполнении неравенства вида  $\sin \psi_0 > R/n_{\varphi} X_{01}$ .

Для ПТ ЦТС  $n_{\varphi} X_{01}/R \approx 2,5 \dots 5$  [11], что определяет для ПТ с резонансной частотой  $f_p = 20 \dots 40$  ГГц предварительный фазовый сдвиг  $\psi_0 \approx 12 \dots 24^\circ$ . Подстановка  $\psi_0$  в (1.41) и (1.42) позволяет получить заданное значение  $R_r$ , при котором входное сопротивление активно ( $R_H = 13 X_{02}$  и  $R_H = 0,08 X_{02}$ ). При выполнении неравенства  $R_H < R_{H1}$  и  $R_H > R_{H2}$  входное сопротивление ПТ носит индуктивный характер с эквивалентной индуктивностью

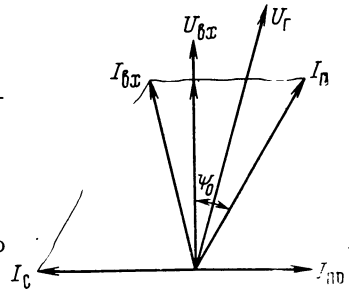
$$L_{\varnothing} = \frac{R}{n_{\varphi} \omega_r} \left[ 1 + \frac{4n_{\psi}^2 R_H X_{02}^2}{R (R_H^2 + X_{02}^2)} \right] \sin \psi_0. \quad (1.43)$$

Из (1.43) следует, что максимальная эквивалентная индуктивность в режиме х. х. или к.з. и при фиксированном значении  $R_r$  зависит от собственных электрических потерь  $R$ . Значение этой индуктивности возрастает с уменьшением  $f_p$  и определяется как

$$L_{\varnothing \max} = R \sin \psi_0 / n_{\varphi} \omega_r.$$

Тогда составляющие входного сопротивления ПТ:

$$R_e Z_{вх} = \frac{R}{n_{\varphi}} \left[ 1 + \frac{4n_{\psi}^2}{R} \frac{R_H X_{02}^2}{R_H^2 + X_{02}^2} \right] \cos \psi_0;$$



$$\operatorname{Im} Z_{\text{вх}} = \frac{R}{n_{\phi}} \left( 1 + \frac{4n_{\phi}^2 R_{\text{H}} Z_{02}^2}{R_{\text{H}}^2 + X_{02}^2} \right) \sin \psi_0 - X_{01}.$$

В некоторых случаях активная составляющая входного сопротивления ПТ может быть велика и режим максимального КПД практически невыполним (рис. 1.29). Можно показать, что коэффициент трансформации на резонансной частоте в широком диапазоне изменения нагрузок равен

$$K_U = \frac{4n_{\phi} n_{\psi} \frac{R_{\text{H}} X_{02}}{\sqrt{R_{\text{H}}^2 + X_{02}^2}}}{R \left[ 1 + \frac{4n_{\phi}^2 R_{\text{H}} X_{02}^2}{R (R_{\text{H}}^2 + X_{02}^2)} \right]} \cos \psi_0; \quad \psi_0 \rightarrow 0.$$

В режимах, близких к к. з., значение пьезотока при  $R_{\text{H}} = X_{02}$  экстремально и режим работы ПТ аналогичен параметрическому стабилизатору напряжения с коэффициентом трансформации  $K_U \approx 1$ . Значения  $K_U$ , при которых  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}$ ,  $R_{\text{H1}} = 13X_{02}$ ,  $R_{\text{H2}} = 0,8X_{02}$  равны:

$$K_{U1}^{R_{\text{H1}}} = 0,3 K_{U_0} \quad \text{и} \quad K_{U2}^{R_{\text{H2}}} = 0,05 K_{U_0};$$

$$\text{КПД ПТ} \quad \eta = \left[ 1 + \frac{R (R_{\text{H}}^2 + X_{02}^2)}{4n_{\phi}^2 R_{\text{H}} X_{02}^2} \right]^{-1} \quad \text{при замене } R_{\text{H}} \text{ на оптимальные значения}$$

$R_{\text{H1}}$ ,  $R_{\text{H2}}$ , составляет  $\eta_1 = \eta_2 = 0,72$ .

Значение  $\eta_1$  соответствует режиму ПТ как параметрического стабилизатора тока, а  $\eta_2$  — параметрического стабилизатора напряжения. Полученные значения  $\eta$  и  $K_U$  показывают, что ПТ целесообразно использовать в режимах, когда его входное сопротивление активно. Конечное значение сопротивления  $R_{\text{Г}}$  несколько снижает параметры ПТ. Конечное значение сопротивления  $R_{\text{Г}}$  изменяет режим ПТ, при электрически свободном состоянии ( $R_{\text{Г}} = 0$ ) имеет место «изоляция» входной емкости ПТ и отсутствует сдвиг частоты  $f_{\text{Р}}$ ; при  $R_{\text{Г}} \neq 0$  происходит сдвиг рабочей частоты, что тождественно наличию фазового сдвига входной фазовой характеристики. Векторные диаграммы токов и напряжений ПТ для предельных случаев показаны на рис. 1.30. При их построении учиты-

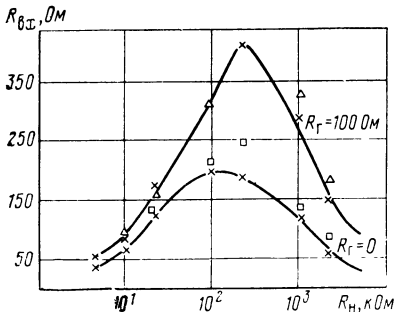


Рис. 1.29. Зависимости входного сопротивления ПТ из материала ЦТС-23 с резонансной частотой 45 кГц (2-я гармоника) от сопротивления нагрузки

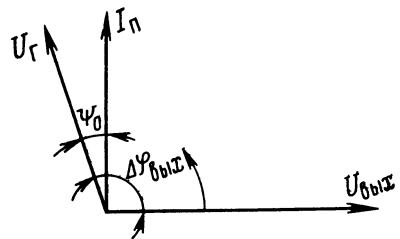


Рис. 1.30. Векторные диаграммы для  $R_{\text{H}} \rightarrow 0$  и  $R_{\text{H}} \rightarrow \infty$ , направление вращения вектора выходного напряжения при  $R_{\text{H}} \rightarrow 0$  показано стрелкой

валось, что амплитуда  $U_{\text{вых}}$  определяется амплитудой пьезотока  $I_{\text{п}}$  и значением  $C_{02}$  выходной емкости ПТ, напряжение  $U_{\text{вх}}$  отстает от тока  $I_{\text{п}}$  на угол  $\pi/2$ , а при  $R_{\text{г}} \rightarrow \infty$  фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями стремится к  $\pi$ . Выходная фазовая характеристика при работе ПТ на резонансной частоте описывается следующим выражением:  $\varphi_{\text{вых}} = -\pi/2 - \psi_0$ , где угол  $\psi_0$  зависит от сопротивления  $R_{\text{г}}$ , которое определяется внутренним сопротивлением транзисторного ключа и в общем случае зависит от напряжения насыщения. При среднем токе через выходной транзистор ( $I_{\text{ср}} \approx 200 \dots 500$  мА) остаточное напряжение транзисторов обычно не превышает 1,5 В (например, для транзисторов типа 2Т945, транзисторных сборок 286ЕП1...286ЕП4). При этом сопротивление  $R_{\text{г}} \approx 20$  Ом, что соответствует  $\psi_0 \leq 10^\circ$ . С учетом электромагнитного излучения при больших уровнях возбуждения можно считать сдвиг фаз между входным и выходным напряжением близким к  $\pi/2$ .

Расчет ПТ специфичен для каждой конкретной области их использования. Например, для поперечно-продольного ПТ ориентировочный расчет сводится (при заданных  $P_{\text{вых}}$ ,  $U_{\text{вых}}$ ,  $U_{\text{вх}}$ ) к определению толщины ( $a = U_{\text{вх}}/E_{\text{вх д}}$ ) и длины пластины ( $l = 2U_{\text{вых}}/E_{\text{вых д}}$ ) по условиям не превышения допустимых величин напряженности электрического поля, равных  $E_{\text{вх д}} \approx 0,2$  кВ/см,  $E_{\text{вых д}} \approx 1,2$  кВ/см. Предельно допустимая напряженность поля  $E_{\text{д}}$  определяет размеры ПТ, его мощность и надежность. Превышение допустимого уровня  $E_{\text{д}}$  вызывает необратимые изменения в ПТ — разрушение или деполяризацию (из-за роста потерь). Обычно ПТ работают в силовых режимах, когда  $E \gg E_{\text{д}}$  — напряженность поля в линейном режиме работы ПТ (слабые поля). При этом параметры пьезоматериала значительно отличаются от параметров, определяемых по ТУ (см. ГОСТ 13927—80). Если учесть, что стабильность параметров пьезокерамики невысока, а отдельные параметры имеют разброс до  $\pm 40\%$ , то можно использовать следующую приближенную методику расчета [25, 26]. Предельно допустимое значение  $E_{\text{д}}$  различных пьезокерамических материалов определяет допустимый нагрев тела элемента за счет потерь:  $\Theta_{\text{д}} \leq \Theta - \Theta_{\text{окр}}$ , где  $\Theta \approx 100 \dots 150^\circ \text{C}$  — значение температуры, при которой еще не наступает деполяризация или разрушение ПТ;  $\Theta_{\text{окр}}$  — температура окружающей среды. Общая поверхность пластины ПТ  $A_{\text{ПТ}} = P_{\text{вых}}/2\alpha\Theta_{\text{д}}$ , где  $\alpha$  — поверхностная плотность потерь на  $1^\circ \text{C}$  ( $\alpha \approx 1 \dots 1,4 \cdot 10^{-3}$  Вт/см $^2 \cdot ^\circ \text{C}$  — для нормальных условий без обдува);  $P_{\text{вых}}$  — мощность ПТ в режиме передачи максимальной мощности. Тогда

$$b = (0,5 A_{\text{ПТ}} - a l) / (l + a); \quad l = l' + l''; \quad a = a' = a''; \quad b = b' = b''. \quad (1.44)$$

В качестве поверочных формул для данного ПТ можно использовать следующие:

$$l' \approx \frac{\pi c E}{4 f p}; \quad a' \approx \frac{4 Q_{\text{м}} k_{33}^2 l'}{\pi^2 (1 - k_{33}^2) K_{U0}};$$

$$b' = \frac{n K_{U0}}{\omega_p \epsilon_{33}^T R_n}; K_{U0} = \frac{U_{\text{вых}0}}{U_{\text{вх}0}} = \frac{2 Q_M k_{33}^2 l'}{\pi^2 (1 - k_{33}^2) a'}; \quad (1.45)$$

где  $n = 1, 2$  — номер моды колебаний;  $R_n$  — сопротивление нагрузки. В этих формулах можно учесть условия точного согласования секций возбуждителя и генератора  $\beta_1 l' = \beta^2 l''$ ,  $Z_{\text{ов}} = Z_{\text{ог}}$ , которые соответственно приводят к соотношениям [9]

$$l'' = l' (1 - k_{33}^2)^{-1/2}; A'' = A' (1 - k_{33}^2)^{1/2}, \quad (1.46)$$

где  $\beta_1 = \omega/c^E$ ;  $\beta_2 = \omega/c^D$ ;  $Z_{\text{ов}} = a' b' \rho c^E$ ;  $Z_{\text{ог}} = a'' b'' \rho c^D$ ;  $A' = a' b'$ ;  $A'' = a'' b''$ . Эти соотношения обусловлены различием модулей упругости  $Y^D_3 = Y^E_3 (1 - k_{33}^2)^{-1/2}$ ,  $Y^E_1 > Y^E_3$  (обычно считают  $Y^E_1 \approx Y^E_3$ ). При этом чем лучше пьезокерамика, т. е. больше  $k_{33}$ , тем соотношения (1.46) становятся более различными. Так, для  $k_{33} = 0,45$   $l'' \approx 1,11 l'$ ;  $A'' = 0,9 A'$ ; для  $k_{33} = 0,7$   $l'' = 1,43 l'$ ;  $A'' = 0,7 A'$  при равных объемах возбуждителя и генератора  $V_{\text{в}} = V_{\text{г}}$ . Пределы изменения  $f_p$  от нагрузки приближенно можно определить из выражений:

$$f_p^R = f_{p0} |_{R_n = \infty} \dots f_{p0} (1 - 2 k_{33}^2 / \pi^2)^{1/2} |_{R_n = R_{n\text{max}}} \dots f_{p0} (1 - 4 k_{33}^2 / \pi^2)^{1/2} |_{R_n = 0}.$$

Таким образом, по формулам (1.44), (1.45) при заданных значениях  $\omega_p$ ,  $K_U (K_{U0})$ ,  $R_n$  и известных параметрах ПМ ( $c^E$ ,  $Q_M$ ,  $k_{33}$ ,  $\epsilon^T_{33}$ ,  $\rho$ ) можно приближенно определить требуемые геометрические размеры  $a$ ,  $b$ ,  $l$ . Точность расчетов в значительной мере зависит от соответствия параметров ПМ режиму работы реального ПТ. Это связано с тем, что обычно аттестация параметров ПМ проводится для режимов слабых электрических и механических полей, а ПТ в составе ИВЭП работают в условиях действия сильных полей. При этом погрешность расчетов может быть существенной, так как не учитываются обстоятельства уменьшения, например,  $Q_M$  и  $\eta_{\text{max}}$  при росте амплитуды  $U_{\text{вх}}$  и др. В связи с этим необходимо иметь данные, дополнительно характеризующие поведение ПМ в сильных электрических полях.

При заданной мощности в нагрузке  $R_n$ , т. е. при  $P_n = U_n I_n$ , условную габаритную мощность ПТ можно определить по формуле

$$P_{\text{г}} \approx P_n \pi^2 / 2 k_{33}^2 Q_M \approx P_n (1 - \eta_{\text{max}}) / \eta_{\text{max}},$$

где  $\eta_{\text{max}} \approx \eta_3$  ( $\eta_3$  — заданное значение КПД ПТ). Методика расчета ПТ с учетом  $P_{\text{г}}$ ,  $P_n$ ,  $\eta_3$  приведена в [26].

## 2. СВОЙСТВА И ОСОБЕННОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРОВ

### 2.1. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРОВ

Описание процессов в ПТ базируется на рассмотрении электромагнитного поля в пьезоэлектрической области и связанных с ним акустических колебаний на основе уравнений Максвелла для электродинамики, акустики и уравнений пьезоэффекта. Для непрерывной сплошной пьезосреды при действии поверхностных внутренних сил и квазистатического электрического поля  $E$  без учета влияния первичных и вторичных тепловых, магнитных эффектов, электромагнитных сил и дисперсии  $\epsilon$  ПТ в линейном приближении можно описать следующей системой уравнений<sup>1</sup>:

$$\operatorname{div} \bar{D} = 0, \operatorname{rot} \bar{E} = 0, \bar{E} = -\nabla \varphi; \quad (2.1)$$

$$\frac{\partial T_{ik}}{\partial x_i} - \rho \frac{\partial^2 \xi_k}{\partial t^2} = 0, \quad (2.2)$$

$$E_n = -h_{nj}^D S_{ij} + \beta_{nm}^S D_m; T_{kl} = c_{klji}^D S_{ij} - h_{klm}^S D_m, \quad (2.3)$$

где  $\varphi$  — электрический потенциал;  $x_i$  — координаты;  $t$  — время;  $\xi_k$  — компоненты вектора механического смещения;  $i, j, k, l, m = 1, 2, 3$ . Уравнение (2.1) — квазистатическое уравнение Максвелла; (2.2) — уравнение движения элемента среды; (2.3) — уравнения соответственно прямого и обратного пьезоэффектов, отражающие взаимодействие в статическом режиме упругих и электромагнитных волн. Так как скорости упругих  $c_{эв}$  и электромагнитных  $c$  волн сильно отличаются ( $c/c_{эв} \approx 10^4 \dots 10^5$ ), то это взаимодействие весьма слабое. Поэтому обычно процессы в ПТ рассматривают без учета электромагнитных явлений ( $c \rightarrow \infty$ ), т. е. в квазистатическом приближении. Решение уравнений (2.1) — (2.3) при соответствующих граничных (электрических, механических) условиях позволяет определить параметры, например  $\varphi, \xi, T, S$ , в любой точке ПТ для любого момента  $t$  и тем самым оценить реакцию ПТ на входное воздействие. Однако такое решение является сложным, громоздким и малоприменимым для практических целей.

Обычно процессы в ПТ описывают посредством статических линейных пьезоэлектрических уравнений и уравнения движения, рассматривая одномерные случаи стационарных резонансных колебаний. Удобной формой записи пьезоэлектрических уравнений

<sup>1</sup> Влияние магнитного и теплового полей при этих условиях (линейное приближение) обычно мало, поэтому магнитные переменные напряженность поля  $H$  и индукция  $B$ , а также тепловые переменные  $\Theta$  и энтропия  $\sigma$  в уравнениях пьезосреды, как правило, не используются.



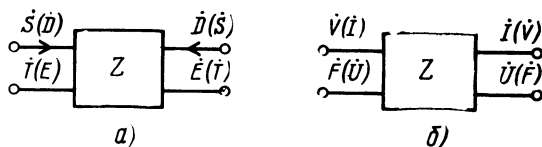


Рис. 2.1. Обобщенная модель ПТ как четырехполюсника

является матричная в виде уравнений передачи четырехполюсника, например в  $Z$ -параметрах (рис. 2.1,а):

$$\begin{bmatrix} T \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [c^D] & -[h^S] \\ -[h^D] & [\beta^S] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_{ii}] & [Z_{ij}] \\ [Z_{ji}] & [Z_{jj}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S \\ D \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

или в обобщенных параметрах:

$$\begin{bmatrix} T \\ S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D \\ E \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

где коэффициенты  $h = Z_{ij(ji)}$ ,  $c^D = Z_{ii}$ ,  $\beta^S = Z_{ji}$ . С учетом реальных взаимосвязей в ПТ между напряжением  $U$  и током  $I$ , силой  $F$  и скоростью  $V$  (обратный пьезоэффект) или  $F$ ,  $V$  и  $U$ ,  $I$  (прямой пьезоэффект) уравнения передачи ПТ как четырехполюсника запишутся в виде (рис. 2.1,б):

$$\begin{bmatrix} F \\ U \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Совместное решение (2.2) и (2.4) (интегрированием) с учетом граничных условий при периодическом внешнем воздействии в обобщенной матричной форме имеет вид:

$$\begin{vmatrix} F_i \\ U_j \end{vmatrix} = |A| \begin{vmatrix} V_j \\ I_j \end{vmatrix}, \quad (2.7)$$

где  $|A| \equiv [Z]$  — матрица ПТ;  $F_i V_i$  — силы и колебательные скорости (на границах секций ПТ);  $U_i, I_j$  — напряжения и токи секций ПТ (рис. 2.1,б)<sup>1</sup>. От уравнения (2.7) посредством системы электромеханических аналогий легко осуществим переход к схемам замещения ПТ, путем преобразования которых в конечном итоге определяют параметры и амплитудно-фазочастотные характеристики ПТ как четырехполюсника. Обобщенные параметры ПТ  $A, B, C, D$  для различных схем замещения приведены в [25]. Сигнальный граф ПТ как четырехполюсника представлен на рис. 2.2.

Полученные одномерные модели отражают стационарные свойства ПТ и являются весьма приближенными (справедливы только в узкой области околорезонансных частот). Следует подчеркнуть, что в ПТ имеет место пространственно-временное течение процессов и носителем информации является многомерный сигнал. Свойства ПТ определяются многообразием форм связей электричес-

<sup>1</sup> Составляющие матрицы  $|A|$ , например для высоковольтного ПТ, приведены в [25], уравнения (2.5)—(2.9).

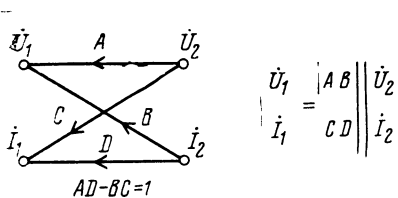


Рис. 2.2. Сигнальный граф ПТ

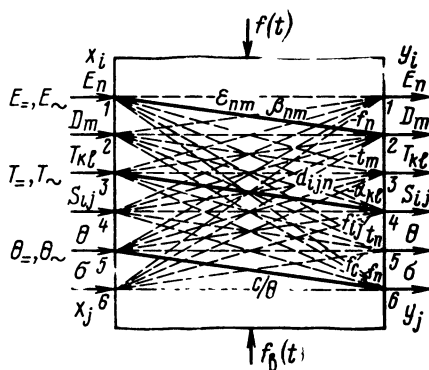


Рис. 2.3. Обобщенная модель активной пьезосреды

ких, механических и тепловых явлений в объемной пространственной структуре. Этим явлениям в переходных процессах присущи частотные ограничения, определяемые скоростью распространения электромагнитных волн ( $c/\sqrt{\epsilon} \approx 10^7$  м/с), скоростью звука ( $c_{зв} = 3 \dots 5) \cdot 10^3$  м/с) и скоростью тепловых явлений. Длительность тепловых процессов на 3...5 порядков больше переходных процессов по электромеханическим величинам, и по отношению к ним тепловые процессы можно рассматривать как медленноменяющиеся возмущения. Соотношение  $c_{зв}/c \approx 10^{-4}$  и, следовательно, основные процессы в ПТ определяются динамикой упругих явлений.

В обобщенной форме динамические свойства можно отразить посредством модели (рис. 2.3), учитывающей многообразие явлений и эффектов пьезоэлектрической среды [25, 36]. Модель является многомерной, многосвязной и в своей основе базируется на представлениях аддитивных, мультипликативных и более сложных форм взаимодействия процессов в объемной структуре пьезосреды. Каналы связи 1—2, 3—4 и 5—6 отражают три главных эффекта: изменение электрической индукции  $D$  при изменении  $E$  (связь через  $\epsilon_{nm}$ ); изменение деформации  $S$  при изменении  $T$  (связь через упругую податливость  $s_{hlij}$ ); изменение энтропии  $\sigma$  при изменении температуры  $\Theta$  (связь через теплоемкость  $c, c/\Theta$ ). Этим эффектам сопутствует ряд сопряженных: прямой пьезоэффект (изменение  $D(P)$  при изменении  $T, S$ ), обратный пьезоэффект (изменение  $T, S$  при изменении  $E$ ) — каналы связи соответственно 3—2, 1—4; электромеханический (прямой, обратный 1↔3); электро- и пьезотермический (1—5, 3—5); электро- и пьезокалорический (1—6, 3—6). Кроме указанных эффектов, существуют другие, которые проявляются по каналам  $x_i-y_j; x_j-y_i$ . В совокупности, кроме связей между двумя величинами (первичные эффекты), образуются связи через третьи величины (вторичные эффекты). Возможны и третичные эффекты. Нелинейный характер эффектов, совокупность нелинейных первичных и вторичных эффектов порождает в пьезосреде ряд дополнительных эффектов: электро- и пьезооптических, термо- и пьезорезистивных, термо- и

пьезоэлектрических. Многомерность и нелинейность связей создают основу для многофункционального использования пьезосреды и возможности создания на ее базе различных элементов и устройств функциональной электроники.

Пьезокерамика в линейном приближении характеризуется пятью независимыми упругими константами ( $c^D$  или  $s^E$ ), тремя пьезоэлектрическими ( $d^E$  или  $h^T$ ) и двумя диэлектрическими ( $\epsilon^{T_{33}}$  или  $\beta^S$ ). Нелинейные свойства проявляются в зависимости значений констант от различных воздействующих факторов, и в общем случае, при изменении любого параметра в той или иной степени будут изменяться все константы пьезосреды в их многомерном проявлении. Следовательно, взаимосвязь переменных пьезосреды сложным образом зависит от параметров внешних воздействий (переменных, сигналов). При этом первичные, вторичные, третичные эффекты в совокупности отражают причинно-следственные взаимосвязи между электрическими, механическими и тепловыми свойствами пьезосреды и определяются термодинамической соответствующих процессов.

В многомерной модели (рис. 2.3) электрические, механические и тепловые воздействия представляют собой управляющие или возмущающие внешние воздействия. Эти воздействия являются основными, именно они определяют главные и сопряженные эффекты пьезосреды. При работе в реальных устройствах ПТ может подвергаться влиянию совокупности воздействий  $E$ ,  $T$ ,  $\Theta$ . При этом воздействие электрического поля  $E$  относится обычно к управляющим, а воздействия  $T$ ,  $\Theta$  — к возмущающим. Следовательно, по отношению к проявляемым эффектам управляющие процессы от воздействия поля  $E$  носят полезный характер, а все другие вносят возмущения в процессы установления выходных координат. Реакции на них, отражающие взаимосвязи процессов, учитываются передаточной матрицей ПТ по возмущающим воздействиям  $F_{ik}(p)$  в составе общей передаточной матрицы ПТ.

К числу внутренних возмущений  $f_b(t)$  в ПТ можно отнести влияние разного рода неоднородностей (структуры и свойств ПТ, его обработки, поляризации), которые вызывают локальные неоднородности, изменения констант, переменных и поэтому могут влиять на выходные координаты  $y_i$  ПТ. Однако в большей мере это проявляется в неоднозначности характеристик при воспроизводимости ПТ (однотипных образцов); для конкретного ПТ эти возмущения могут оказывать свое влияние через старение, шумы [36].

Динамические многомерные модели ПТ [36] в общем случае являются нелинейными; параметры и структура передаточных функций ПТ являются переменными, зависимыми от параметров пьезокерамики, топологии и поляризации ПТ, от амплитуды, частоты, фазы и скорости изменения этих воздействий, от положения рабочей точки и в целом от режима работы ПТ. Определение динамических моделей ПТ с учетом сложных форм функционального взаимодействия эффектов пьезосреды, многомерности, нели-

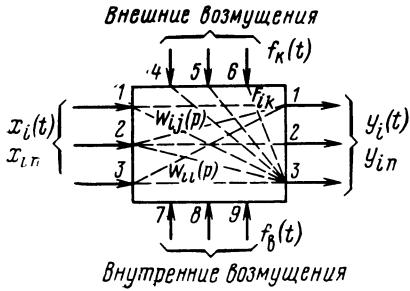


Рис. 2.4. Динамическая модель ПТ как МОУ

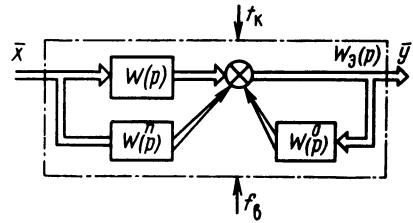


Рис. 2.5. Структурная схема ПТ

нейности, распределенности и многосвязности ее параметров представляет значительные математические трудности, и такие аналитические модели ПТ, по существу, в настоящее время отсутствуют. Одним из эффективных приемов нахождения многомерных, многосвязных динамических моделей ПТ является представление его в виде «черного ящика» с определением передаточных функций по каналам управления и каналам действия возмущений экспериментально-аналитическими методами [25]. При этом в «большом» (или в «целом»), т. е. при сильных воздействиях, необходимо учитывать свойства нелинейности, нестационарности, распределенности и переменности структуры и параметров ПТ. В «малом» — при слабых воздействиях и малых отклонениях от установившегося режима изменение выходных координат ПТ может интерпретироваться согласно принципу аддитивности воздействий. При этом за основу может быть принята линеаризованная модель ПТ как многомерного, многосвязного объекта управления (МОУ) (рис. 2.4).

Методологической основой исследования ПТ как МОУ является наличие неконтролируемых и изменяющихся случайным образом параметров ПТ, когда структура его неизвестна, а наблюдению доступны только входные и выходные величины. В качестве входных величин  $x_i(t)$  могут выступать составляющие напряжения возбуждения  $U_b$  ПТ: амплитуда  $A_b$ , частота  $f_b$ , фаза  $\varphi_b$ ; аналогичные составляющие механического напряжения  $T$ , а также их частные случаи  $U_-, T_-$  в зависимости от назначения и типа ПТ. В качестве  $y_i(t)$  — составляющие  $(A, f, \varphi)$  выходного напряжения ПТ, т. е. его выходной координаты; в качестве  $f_k(t)$  — изменения тока нагрузки, температуры и воздействия других параметров внешней среды; в качестве  $f_b(t)$  — действие внутренних возмущений (шумы, старение и т. п.).

Методика определения передаточных функций ПТ базируется на использовании метода переходных функций  $h(t)$  и обработки результатов эксперимента, например методом площадей. Достаточно подробно обоснование применения этой методики, описание схем измерительно-испытательной аппаратуры и результатов конкретных исследований применительно к ПТ изложены в [25].

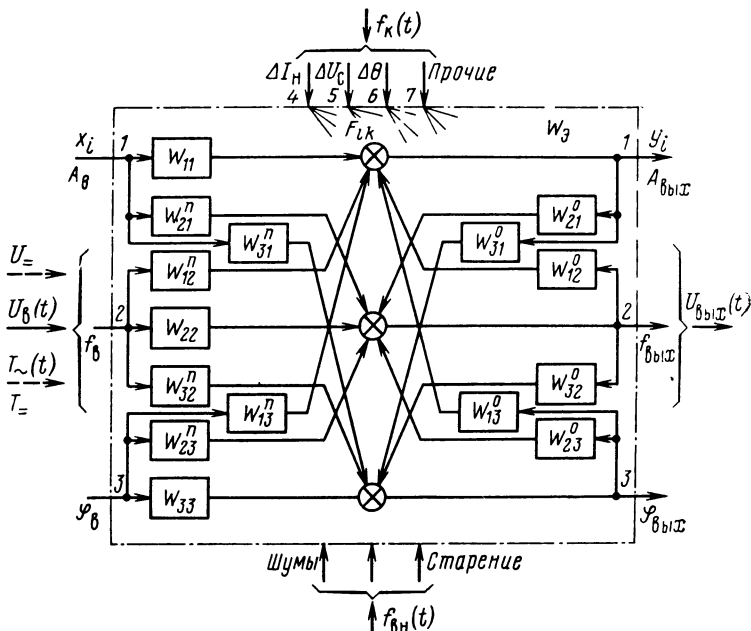


Рис. 2.6. Многомерная модель ПТ

Определение передаточных матриц ПТ как МОУ методом переходных функций допустимо в «малом» — при малых отклонениях переменных от установившегося режима, определяемого положением рабочей точки ПТ на его амплитудно- и фазочастотных характеристиках. Необходимым условием его применения является выполнение принципа аддитивности в узких диапазонах изменения входных воздействий и управляемых координат, когда ПТ можно рассматривать как динамический объект с сосредоточенными и линейными параметрами и в предположении стационарности во времени его свойств. При этом переходные процессы погибающим  $h_{ii(ij)}(t)$  ПТ по различным каналам можно описать передаточными функциями вида

$$W_{ii(ij)}(p) = \frac{y_i(p)}{x_i(p) \vee [f_k(t)]} = \frac{\sum_{m=0}^M b_m p^m}{\sum_{\substack{n=0 \\ N \geq M}}^N a_n p^n} e^{-p\tau} \approx \frac{\prod_{k=1}^{K'} (1 + T_k p) e^{-p\tau}}{\prod_{\substack{q=1 \\ Q \geq K}}^Q (1 + T_q p)} \quad (2.8)$$

Структурная схема ПТ как матричного МОУ изображена на рис. 2.5. Эта структура содержит соединения функциональных блоков с сепаратными  $W(p)$ , прямыми  $W^n(p)$  и обратными  $W^o(p)$  перекрестными связями. Передаточные функции ПТ (рис. 2.6) по сепаратным  $W_{ii}(p)$  1, прямым перекрестным  $W^n_{ij}(p)$  и обратным перекрестным  $W^o_{ij}(p)$  каналам связи отра-

жают внутренние взаимосвязи и взаимодействие эффектов непосредственно в ПТ. При этом обратные перекрестные связи  $W^{\circ}_{ij}(p)$  отражают взаимосвязь выходных координат друг с другом; прямые связи  $W_{ii}(p)$  и  $W^n_{ij}(p)$  — влияние входных координат на выходные как в статике, так и в динамике. Передаточные функции ПТ по возмущающим воздействиям  $F_{ik}(p)$  отражают реакцию ПТ на внешние возмущения  $f_k(t)$ . Обратные перекрестные связи образуют в динамической модели ПТ замкнутые контуры (рис. 2.6) и, следовательно, динамические свойства ПТ определяются совокупностью передаточных функций:  $W_{ii}(p)$ ,  $W^n_{ij}(p)$ ,  $W^{\circ}_{ij}(p)$  и  $F_{ik}(p)$ .

Уравнение линеаризованной динамической модели ПТ как МОУ имеет вид:

в операторной форме

$$y_i(p) = W_{ii}(p)x_i(p) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m W^n_{ij}(p)x_j(p) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m W^{\circ}_{ij}(p)y_j(p) + \sum_{\substack{i=1 \\ k \neq i}}^n F_{ik}(p)f_k(p); \quad i, m = 1, 2, 3; \quad k = 1, 2, 3, \dots, n, \quad (2.9)$$

в матричной форме

$$\bar{y} = [E - W^{\circ}(p)]^{-1} [W(p) + W^n(p)] \bar{x} + F(p) \bar{f} = [E - W^{\circ}(p)]^{-1} A_0(p) \bar{x} + F(p) \bar{f}, \quad (2.10)$$

где  $[E - W^{\circ}(p)]$  — неособенная матрица;  $E$  — единичная матрица;  $A_0(p)$ ,  $W^{\circ}(p)$ ,  $F(p)$  — передаточные матрицы ПТ:

$$A_0(p) = \begin{vmatrix} W_{11}(p) & W_{12}(p) & W_{13}(p) \\ W_{21}(p) & W_{22}(p) & W_{23}(p) \\ W_{31}(p) & W_{32}(p) & W_{33}(p) \end{vmatrix}, \quad (2.11)$$

$$W^{\circ}(p) = \begin{vmatrix} 0 & W^{\circ}_{12}(p) & W^{\circ}_{13}(p) \\ W^{\circ}_{21}(p) & 0 & W^{\circ}_{23}(p) \\ W^{\circ}_{31}(p) & W^{\circ}_{32}(p) & 0 \end{vmatrix}, \quad (2.12)$$

$$F(p) = \begin{vmatrix} F_{14}(p) & F_{15}(p) & F_{16}(p) \\ F_{24}(p) & F_{25}(p) & F_{26}(p) \\ F_{34}(p) & F_{35}(p) & F_{36}(p) \end{vmatrix}.$$

Каждой передаточной матрице ПТ можно поставить в соответствие переходную матрицу, отражающую в совокупности временные характеристики ПТ. При скачкообразных единичных воздействиях входных координат в момент времени  $t=0$  поведение выходных координат будет описываться уравнением (2.9), правая часть которого умножена на оператор  $1/p$ . Обратное преобразование Лапласа  $L$  дает возможность получить оригинал

$$y_i(t) = \frac{1}{L} [y_i(p)] = h_{ii}(t) + \\ + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m h_{ij}^n(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m h_{ij}^o(t) + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n h_{ik}(t),$$

где функции  $h(t)$  в совокупности образуют переходную матрицу ПТ.

Практический интерес представляет анализ двумерной модели ПТ с входными  $A_B$  и  $f_B$  координатами. Для двумерной модели можно записать:

$$A_{\text{Вых}}(p) = W'_1(p) A_B(p) + W'_2(p) f_B(p);$$

$$f_{\text{Вых}}(p) = W''_1(p) f_B(p) + W''_2(p) A_B(p),$$

где  $W'_1(p) = [W_{11}(p) + W_{21}^n(p) W_{12}^o(p)] W_0^{-1}(p)$ ;  $W''_1(p) = [W_{22}(p) + W_{12}^n(p) W_{21}^o(p)] W_0^{-1}(p)$ ;  $W'_2(p) = [W_{12}^n(p) + W_{22}(p) W_{12}^o(p)] W_0^{-1}(p)$ ;  $W''_2(p) = [W_{21}^n(p) + W_{11}(p) W_{21}^o(p)] W_0^{-1}(p)$ ;  $W_0(p) = 1 - W_{21}^o(p) W_{12}^o(p)$

— характеристическое уравнение двумерной модели ПТ.

Информационную сторону процессов в ПТ можно для двумерной модели отразить на основе способа гиперкомплексных чисел, в частности, вводя комплексные координаты  $\dot{X} = A_B + j f_B$ ;  $\dot{Y} = A_{\text{Вых}} + j f_{\text{Вых}}$ .

Передача сигналов в обобщенной многомерной модели ПТ (рис. 2.6) является результатом отражения взаимодействия смешанных видов модуляции напряжения возбуждения ПТ по амплитуде (АМ), частоте и фазе (угловая модуляция — ЧМ, ФМ)<sup>1</sup>. Особенностью управляющих воздействий является то, что полезная информация в них заложена в ВЧ-колебание напряжения возбуждения  $U_B(t)$  с частотой  $\omega_B$ , равной или близкой к резонансной частоте  $\omega_p$  ПТ. В общем случае смешанной амплитудно-угловой модуляции такой сигнал можно представить следующим образом:

$$U_B(t) = A_{B_0} [1 + m_A f_A(t)] \sin \{ \omega_0 [1 + m_\omega f_\omega(t)] t + \varphi_0 [1 + m_\varphi f_\varphi(t)] \} = \\ = A_B(t) \sin [\omega(t) + \varphi(t)],$$

где  $0 \leq m \leq 1$  — коэффициент или индекс модуляции ( $m_A$  соответствует АМ;  $m_\omega$  — ЧМ;  $m_\varphi$  — ФМ),  $f(t)$  — модулирующая функция ( $f_A$  — АМ;  $f_\omega$  — ЧМ;  $f_\varphi$  — ФМ);  $|f(t)| \leq 1$ . Обычно модулирующая частота  $\Omega$  мала по сравнению с  $\omega_p$  ( $\Omega \ll \omega_p$ ), поэтому  $f_B(t)$  и  $\varphi(t)$  можно считать медленными функциями времени, т. е. их относительные приращения малы за период  $T = 2\pi/\omega_p$ :

<sup>1</sup> Такое взаимодействие имеет место в системах с ПТ (ИВЭП), реализующих многомерные и некоторые дуальные способы управления входным напряжением ПТ.

$$\alpha(t) = A_B(t)/A_{B_0} \ll 1; \quad \left| \frac{d A_B/A_{B_0}}{dt} \right| \ll \frac{\omega_p}{2\pi}; \quad \varphi(t)/\varphi_0 \ll 1.$$

Это означает, что в пределах периода колебание напряжения возбуждения ПТ можно считать гармонической функцией. Частотные и фазовые соотношения тесно взаимосвязаны  $\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt$ ; различие между ЧМ и ФМ заключается в том, что при ФМ в аргумент синусоидальной функции входит непосредственно  $f_\varphi(t)$ , а при ЧМ — ее интеграл (например, если  $f_\varphi(t) = \sin \Omega t$ , то  $f_\omega(t) = -(\cos \Omega t)/\Omega$ ). При сложных законах модуляции эти различия обнаруживаются эффективно, особенно при скачкообразных изменениях  $f(t)$ . При этом скачкообразное изменение фазы можно интерпретировать как результат бесконечно быстрого изменения частоты в бесконечно малый промежуток времени, так как  $\omega = d\varphi/dt$ . Таким образом, ФМ можно также рассматривать как ЧМ с переменной частотой, когда  $\omega(t)$  изменяется пропорционально не модулирующей функции, а ее производной по времени. Известно, что ЧМ и ФМ обладают наибольшей потенциальной помехоустойчивостью.

Законы изменения  $f(t)$  при смешанной модуляции в общем виде случайные и заранее неизвестны. В частных случаях, например, гармонического колебания со случайной амплитудой (при  $\omega_B = \omega_p$ ;  $\varphi_0 = \text{const}$ ) будет иметь место нестационарный и неэргодический случайный процесс. Причем даже для стационарного эргодического процесса с нормальным законом распределения параметры огибающих колебаний  $A(t)$ ,  $\varphi(t)$ ,  $\omega(t)$  обладают законами распределения, существенно отличающимися от нормального.

Поэтому при использовании экспериментально-аналитических методов определения передаточных функций ПТ по различным каналам связи (рис. 2.6), обработке переходных функций по огибающим выходного сигнала необходимо учитывать сопутствующие различным видам модуляции паразитные сложные модуляции, например при АМ — угловую. Последняя зависит от коэффициента АМ и от степени искажений по амплитуде, фазе, частоте, вносимых ПТ в спектр огибающей. Паразитные модуляции могут вносить нелинейные искажения при достаточно больших значениях коэффициентов (АМ) или индексов (ЧМ, ФМ) модуляций, причем эти искажения будут тем меньше, чем  $\omega_p \gg \Omega$ .

В многомерной модели ПТ имеют место прямые и обратные перекрестные связи (рис. 2.6). Обычно всегда целесообразно при исследованиях приводить перекрестные связи к одному виду, чаще к прямым, т. е. представить модель ПТ в виде одного эквивалентного матричного звена. Передаточная матрица эквивалентного звена имеет вид

$$W_0(p) = [E - W^0(p)]^{-1} A_0(p) = B_0(p) A_0(p).$$

Производя вычитание матриц с учетом (2.12), определяя по пра-



вилам обратную матрицу и ее произведение слева на матрицу  $A_0(p)$  (2.11), получаем передаточную матрицу эквивалентного звена в виде

$$W_0(p) = \begin{vmatrix} W_{110}(p) & W_{120}(p) & W_{130}(p) \\ W_{210}(p) & W_{220}(p) & W_{230}(p) \\ W_{310}(p) & W_{320}(p) & W_{330}(p) \end{vmatrix}.$$

Тогда (2.10) можно записать

$$\bar{y}(p) = W_0(p) \bar{x}(p) + F(p) \bar{f}.$$

Для этой модели в [25] приведены результаты исследований динамических свойств и передаточные функции эквивалентной матрицы ПТ по различным каналам. Так, свойства ПТ по огибающей переходной функции для основных управляющих каналов приближенно аппроксимируются (рис. 2.6):

по амплитудному каналу 1-1 на частоте  $\omega_p$

$$W_{110}(p) = \frac{k_{11}}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)};$$

на частотах  $\omega \leq \omega_p$

$$W_{110}(p) = \frac{k_{11}}{T_{011}^2 p^2 + 2\xi_{11} T_{011} p + 1};$$

по частотно-амплитудному каналу (1-2)

$$W_{120}(p) \approx \frac{k_{12}}{T_{12} p + 1} \quad \text{при } \Delta f/f_p \leq 0,7\%;$$

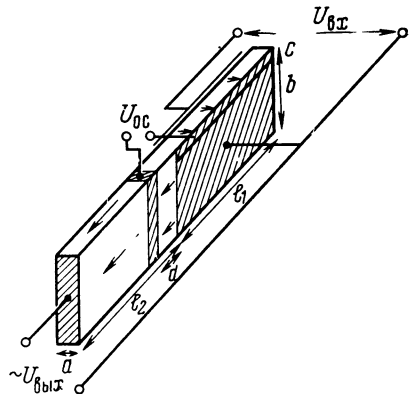
$$W_{120}(p) \approx \frac{k_{12}}{T_{012}^2 p^2 + 2\xi_{12} T_{012} p + 1} \quad \text{при } \Delta f/f_p > 0,7\%,$$

где  $T_1, T_2, T_{011}, T_{012}, T_{12}$  — постоянные времени;  $k_{11}, k_{12}$  — коэффициенты передачи по соответствующим каналам.

Исследования динамических свойств ПТ показали, что при малых воздействиях ПТ — квазилинейное звено; при больших — нелинейное звено с переменной структурой и переменными параметрами. Пьезокерамические трансформаторы отличаются сложными динамическими свойствами, достаточно большой инерционностью. Например, по амплитудному каналу длительность фронта реакции высоковольтного ПТ поперечно-продольного типа (ТПЭ) на входной прямоугольный радиоимпульс составляет 2...4 мс; длительность среза — 2...6 мс (с учетом постоянной времени нагрузки  $T_n = R_n C_{\text{вых}} \approx 0,5$  мс). Следовательно, граничная частота пропускания модуляционного сигнала (частота среза  $\Omega_{\text{ср}}$ ) невелика, не превышает 250—500 Гц у ТПЭ, т. е. примерно в 100 раз ниже  $\omega_p$ . Огибающая  $A_{\text{вых}}(t)$  ПТ представляет собой медленную функцию времени, скорость изменения которой определяется малыми параметрами  $2\Delta\Omega/\omega_p \ll 1$  и  $dA_{\text{вых}}(t)/dt \ll \omega_p$ , где  $\Delta\Omega$  — полоса спектра. Таким образом, для ПТ  $\omega_p \gg \Omega_{\text{ср}}$ , и если спектр частот входного воздействия лежит в диапазоне  $|\Omega| \leq 2\omega_p - \Omega_{\text{ср}}$  (в замк-

с. 2.7. Конструкция ПТ с секцией ратной связи

ых системах с ПТ), то линейованная модель ПТ будет аведлива в области ограничено диапозона изменения внешвоздействий. Таким образом, ообщем виде задача исследовани динамики замкнутых устиств с ПТ сводится к исследованию многосвязных систем с пениенными структурой, параметри и смешанными видами мощиции.



## 2.2. АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫЕ СООТНОШЕНИЯ В ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРАХ

Для исследования автогенераторных схем с ПТ важным является изучение параметров звена обратной связи (ОС), которое обычно выполняется в виде дополнительной секции, расположенной в области входной секции ПТ. Анализ таких многоэлементных ПТ проводится обычно в линейном приближении при больших электрических полях и допущении отсутствия влияния со стороны нагрузки [34, 35]. На рис. 1.12,а показана конструкция поперечно-продольного типа с секцией ОС и с поперечным ОС  $\beta_{ос}$ , а на рис. 2.7 с продольным звеном  $\beta_{ос}$ . При условии  $b/c \gg 1$  и  $d/l \ll 1$  распределение механических напряжений и эбательных скоростей в любом из сечений ПТ считаем неизменными, т. е. предполагаем, что секция обратной связи акустически согласована с остальными частями ПТ. Экспериментальные зависимости коэффициентов передачи  $K_U(\omega)$  ПТ поперечно-продольного типа и  $\beta_{ос}(\omega)$  приведены на рис. 2.8, 2.9, там же пока-

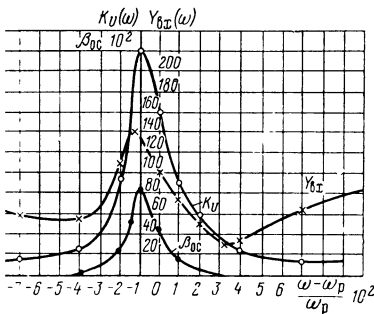


Рис. 2.8. Зависимость  $K_U$ ,  $Y_{вх}$  и  $\beta_{ос}$  от  $\Delta\omega/\omega$  для ПТ с поперечным звеном от величины расстройки

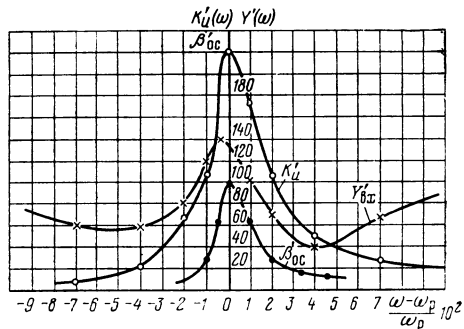


Рис. 2.9. Зависимость  $K_U$ ,  $Y_{вх}$  и  $\beta'_{ос}$  от  $\Delta\omega/\omega$  для ПТ с продольным звеном от величины расстройки

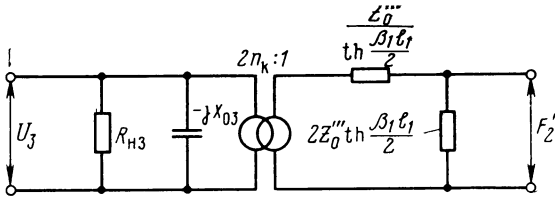


Рис. 2.10. Схема замещения ПТ с поперечной секцией ОС

заны частотные характеристики входной проводимости ПТ  $Y_{вх}(\omega)$ .

Аналогично (1.11) для секции ОС можно записать

$$\begin{pmatrix} F_1' \\ F_2' \\ U_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{Z_0'''}{j \operatorname{th} \beta_1 l_1} + \frac{n_k^2}{j \omega C_{03}} & \frac{Z_0'''}{j \operatorname{sh} \beta_1 l_1} + \frac{n_k^2}{j \omega C_{03}} & \frac{n_k}{j \omega C_{03}} \\ \frac{Z_0'''}{j \operatorname{sh} \beta_1 l_1} + \frac{n_k^2}{j \omega C_{03}} & \frac{Z_0'''}{j \operatorname{th} \beta_1 l_1} + \frac{n_k^2}{j \omega C_{03}} & -\frac{n_k}{j \omega C_{03}} \\ \frac{n_k}{j \omega C_{03}} & -\frac{n_k}{j \omega C_{03}} & \frac{1}{j \omega C_{03}} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I_3 \end{pmatrix}, \quad (2.13)$$

где  $Z_0''' = \rho c E_{зв} a c$ ,  $C_{03} = \frac{bc}{a} \epsilon^T_{33} (1 - k_{31})^2$ ,  $n_k = d_{31} c Y E_1$ ;  $I_3$  — ток секции обратной связи;  $F_1$ ,  $F_2'$  — силы, действующие на концах секции обратной связи.

Для граничных условий, когда концы пьезопластины ПТ свободны, схема замещения для секции ОС с учетом (2.13) изображена на рис. 2.10.

Электрическая часть схемы ( $R_{H3}$ ,  $X_{03}$ ) соединена с механической частью с помощью идеального трансформатора с коэффициентом трансформации  $n_k$ . Если секция ОС располагается на части выходной секции (продольная секция), то для нее можно записать решение в матричной форме аналогично решению для генераторной секции (1.12). Схема замещения для продольного звена ОС показана на рис. 2.11, где  $Z_0''' = \rho c^D_{зв} a b$ ,

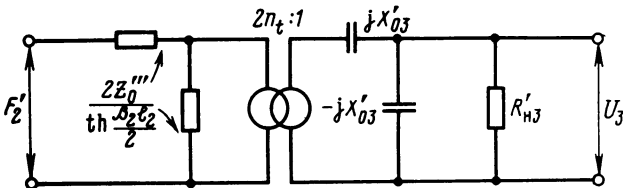


Рис. 2.11. Схема замещения ПТ с продольной секцией ОС

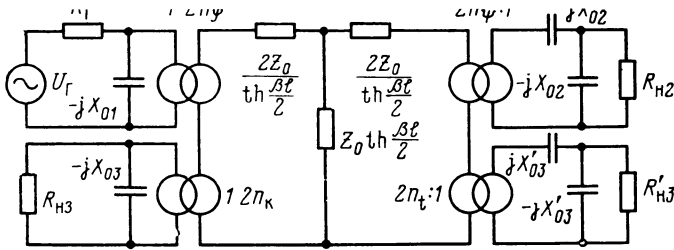


Рис. 2.12. Полная схема замещения ПТ

$$X'_{03} = \frac{1}{\omega \epsilon_{33}^T (1 - k_{33}^2)} \frac{d}{ab}; \quad n_t = \frac{k_{33}^2 (1 - k_{33}^2)}{g_{33}} \frac{ab}{d}.$$

$n_t$  — коэффициент трансформации для продольной секции ОС.

Полная схема замещения поперечно-продольного ПТ с учетом поперечной и продольной секций обратной связи изображена на рис. 2.12. На входе ПТ действует источник гармонического напряжения  $U_{\Gamma}$  с внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma}$ , выходная генераторная секция нагружена на сопротивление  $R_{H2}$ , а секция обратной связи — на  $R_{H3}$ ,  $R_{H'3}$ . Если имеется ПТ только с поперечной секцией ОС, то, разложив в степенной ряд функции  $th(\beta l/2)$  и  $th \beta l$  в окрестности значений  $\beta l = \pi/2$  и  $\beta l = \pi$  (работа ПТ на 1-й и 2-й гармониках) и преобразовав выражения электрических частей входной и выходной секций в механические аналоги с помощью соответствующих значений коэффициентов  $n_{\Phi}$  и  $n_{\Psi}$ , получим схему рис. 2.13. При условии работы ПТ на 1-й гармонике  $U_1$ ,  $R$ ,  $R_k$ ,  $R_2$  и  $X_1$ ,  $X_1$ ,  $X_2$  имеют значения, приведенные в (1.14)–(1.17), при этом

$$Z_0 = Z_1 + Z_2 = a(b+c) \sqrt{Y_1^E / \rho} \quad (Y_3^E = Y_1^E);$$

$$X_{02} = 1/\omega C_{02}; \quad X_{03} = 1/\omega C_{03}.$$

В схеме рис. 2.13 не учтена паразитная емкость связи ( $C_{св} \ll C_{02}$ ) между электродами входной секции и обратной связи. Емкость  $C_{св}$  в общем случае определяется шириной технологического за-

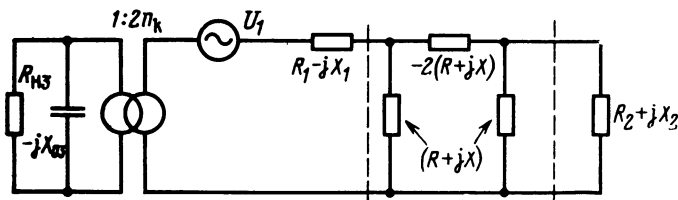


Рис. 2.13. Упрощенная схема замещения ПТ с поперечной секцией ОС

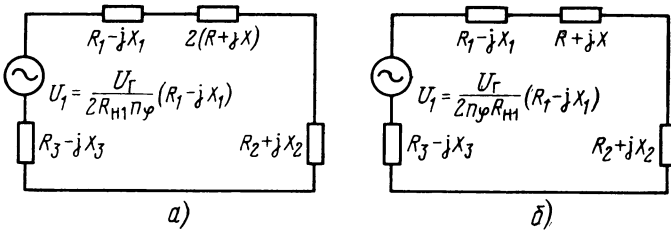


Рис. 2.14. Приведенная схема замещения ПТ для 1-й (а) и для 2-й (б) гармоник

зора между электродами и диэлектрической проницаемостью  $\epsilon^{T_{33}}$  пьезокерамики, а также глубиной диффузии серебра электродов секций. Механическая часть ПТ ограничена штриховой линией рис. 2.13; ее  $\|A\|$  — матрица имеет вид

$$\|A\| = \begin{vmatrix} -1 & -2(R + jX) \\ 0 & -1 \end{vmatrix},$$

Полная схема замещения ПТ после приведения электрической части к механической с помощью электромеханического трансформатора  $n_k$  показана на рис. 2.14, где

$$R_3 = 4n_k^2 \frac{R_{H3} X_{03}^2}{R_{H3}^2 + X_{03}^2}; \quad X_3 = 4n_k^2 \frac{R_{H3} X_{03}}{R_{H3}^2 + X_{03}^2}.$$

Коэффициент передачи по напряжению для звена обратной связи

$$\beta_{oc}(j\omega) = \frac{\bar{U}_3}{\bar{U}_1} = \frac{|U_3|}{|U_1|} e^{-j\varphi(\omega)} = \frac{R_3 + jX_3}{R_{\Sigma} + jX_{\Sigma}},$$

где  $R_{\Sigma}$  и  $X_{\Sigma}$  — суммарные активные и реактивные составляющие схемы:

$$R_{\Sigma} = 2R + R_1 + R_2 + R_3; \quad X_{\Sigma} = 2X - X_1 + X_2 - X_3;$$

$$\beta_{oc}(\omega) = \sqrt{\frac{R_3^2 + X_3^2}{R_{\Sigma}^2 + X_{\Sigma}^2}}$$

— модуль  $\beta_{oc}(\omega)$ ;

$$\varphi_{oc}(\omega) = -\arctg(X_3/R_3) - \arctg(X_{\Sigma}/R_{\Sigma})$$

— фаза.

Если на входе ПТ действует источник напряжения ( $R_{H1} = 0$ ),  $R = 0$ ,  $X_1 = 0$ ,  $U_1 = 2U_T n_{\varphi}$ . В режиме х.х. ( $R_{H2} \rightarrow \infty$ )  $R_2 = 0$ ,  $X_2 = 0$

$$\beta_{oc}(\omega) = \left( \sqrt{1 + \frac{4(R^2 + R_3 R + X^2 - X X_3)}{R_3^2 + X_3^2}} \right)^{-1}$$

$$\varphi_{oc}(\omega) = -\arctg \frac{R_{H3}}{X_{03}} - \arctg \frac{X(R_{H3}^2 + X_{03}^2) - 2R_{H3} X_{03} n_k^2}{R(R_{H3}^2 + X_{03}^2) + 2R_{H3} X_{03} n_k^2}.$$

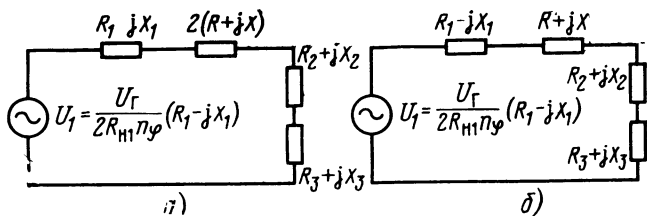


Рис. 2.15. Эквивалентная схема ПТ для 1-й (а) и для 2-й (б) гармоник

Характер изменения  $\beta_{oc}(\omega)$ ,  $\varphi_{oc}(\omega)$  определяется в основном реактивностью механической колебательной системы  $X_{\Sigma}$ , сопротивлением  $R_{\Sigma}$  и вносимыми реактивными сопротивлениями емкостного характера:  $X_{01}$ ,  $X_{02}$ ,  $X_{03}$ . В режимах х.х. со стороны ОС (при  $R_{н3} \rightarrow \infty$ ,  $R_3 = 0$ ,  $X_3 = 4n^2 R_{н3} X_{03}$ ):

$$\beta_{oc}(\omega) = \left[ 1 + \frac{(\pi Z_0 C_{03})^2 \left\{ 1 + 4 \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} \right)^2 Q_M \right\}}{4n_k^4 Q_M} - \frac{2\pi Z_0 \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} \right) C_{03}}{n_k^2} \right]^{1/2};$$

$$\varphi_{oc}^0(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \arctg 2Q_M \left[ \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} - \frac{cd_{31}^2 (Y_3^E)^2}{\pi \omega r l_1 (b+c) \epsilon_{33}^T (1-k_{31}^2)} \right]. \quad (2.14)$$

Модуль  $\beta_{oc}(\omega)$  можно получить из (2.14) в случае активной нагрузки  $R_{н3}$  на частоте последовательного резонанса (когда  $X_{\Sigma} = 0$ ):

$$\beta_{oc}^0 = \frac{|U_{oc}|}{U_r} = \frac{2n_{\Phi} X_{01} \sqrt{R_3 R_{н3}}}{(R_{н1}^2 + X_{01}^2)^{1/2} (2R + R_2 + R_3)}, \quad (2.15)$$

где  $U_{oc}$  — напряжение обратной связи. При  $R_{н2} \rightarrow \infty$ ,  $R_{н3} \rightarrow \infty$  и  $R_{н1} = 0$  выражение (2.15) упрощается:

$$\beta_{oc}^{x.x} = \frac{2n_{\Phi} n_R X_{03}}{R} = \frac{4k_{31}^2 Q_M}{\pi^2 (1-k_{31}^2)} \frac{b}{b+c}.$$

Для ПТ из материала ЦТБС-4 при  $k_{31} \approx 0,4$ ,  $Q_M = 400$ ,  $R_{н3} \rightarrow \infty$ ,  $\beta_{oc}^{x.x} = 30$ . Для продольного звена обратной связи ПС схемы замещения даны на рис. 2.15, где

$$R_3 = 4X_{03}'^2 R_{н3}' n_i^2 / (R_{н3}'^2 + X_{03}'^2); \quad X_3 = 4n_k^2 R_{н3}' X_{03}' / (R_{н3}'^2 + X_{03}'^2).$$

Коэффициент передачи

$$\beta'_{oc}(j\omega) = \frac{|U_3|}{|U_1|} e^{-j\varphi(\omega)} = \frac{R_3 - jX_3}{R_{\Sigma}' + jX_{\Sigma}'}$$

Когда  $R_{н1}=0$  (на входе ПТ действует источник напряжения)  $\mu R_1=0$ ,  $X_1=0$ ,  $U_1=2n_\phi U_T$ , для режима х.х. При  $R_{н2} \rightarrow \infty$ ,  $R_2=0$ ,  $X_2=0$  для 2-й гармонике можно записать:

$$\beta'_{oc}(\omega) = \left[ 1 + \frac{R^2 + X^2 + 2(R_3 R + X_3 X)}{R_3^2 + X_3^2} \right]^{-1/2};$$

$$\varphi'_{oc}(j\omega) = -\arctg \frac{R'_{н3}}{X'_{03}} - \arctg \frac{(X + X_3) R'_{н3}}{X_3 X'_{03} + R R'_{н3}}.$$

Если секция продольной обратной связи нагружена на сопротивление  $R'_{н3}$ , причем  $R'_{н3} = X'_{03}$ , что отвечает требованиям наибольшей эффективности передачи энергии или максимальному значению КПД, выражения для модуля и фазы будут иметь вид:

$$\beta'_{oc}(\omega) = \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{X}{R'_{н3}} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{R}{R_3} \right)^2 + \frac{R+X}{R_3} \right]^{-1/2};$$

$$\varphi'_{oc}(\omega) = -\frac{\pi}{4} - \arctg \frac{1 + X/2n_i^2 X'_{03}}{1 + R/2n_i^2 X'_{03}}.$$

В режиме х.х. со стороны нагрузки секции обратной связи

$$\beta_{oc}(\omega) = 4X'_{03} n_i^2 / \sqrt{R^2 + (X + 4n_i^2 X'_{03})^2},$$

а на частоте последовательного резонанса

$$\beta_{oc}^{x.x}(0) = \frac{4Q_M k_{33}^2}{\pi^2} \frac{d}{a}.$$

Для ПТ из ЦТБС-4 при  $k_{31}=0,4$ ,  $k_{33}=0,7$ ,  $Q_M=400$ ,  $\beta^{(x.x)}_{oc}(0) = 5d/a$ . На рис. 2.16 приведены расчетные и экспериментальные

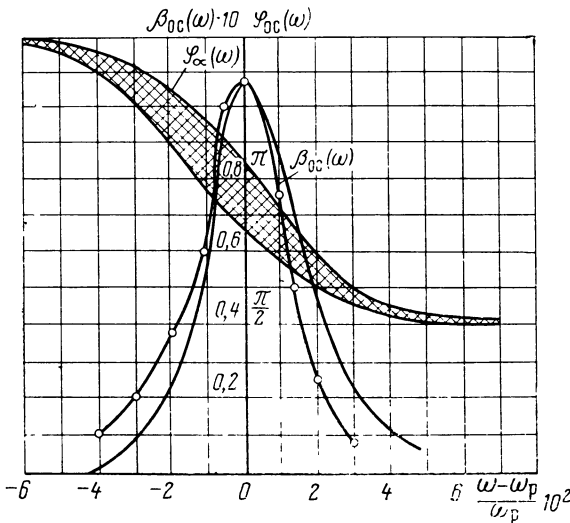


Рис. 2.16. Зависимость модуля и фазы звена обратной связи от расстройк

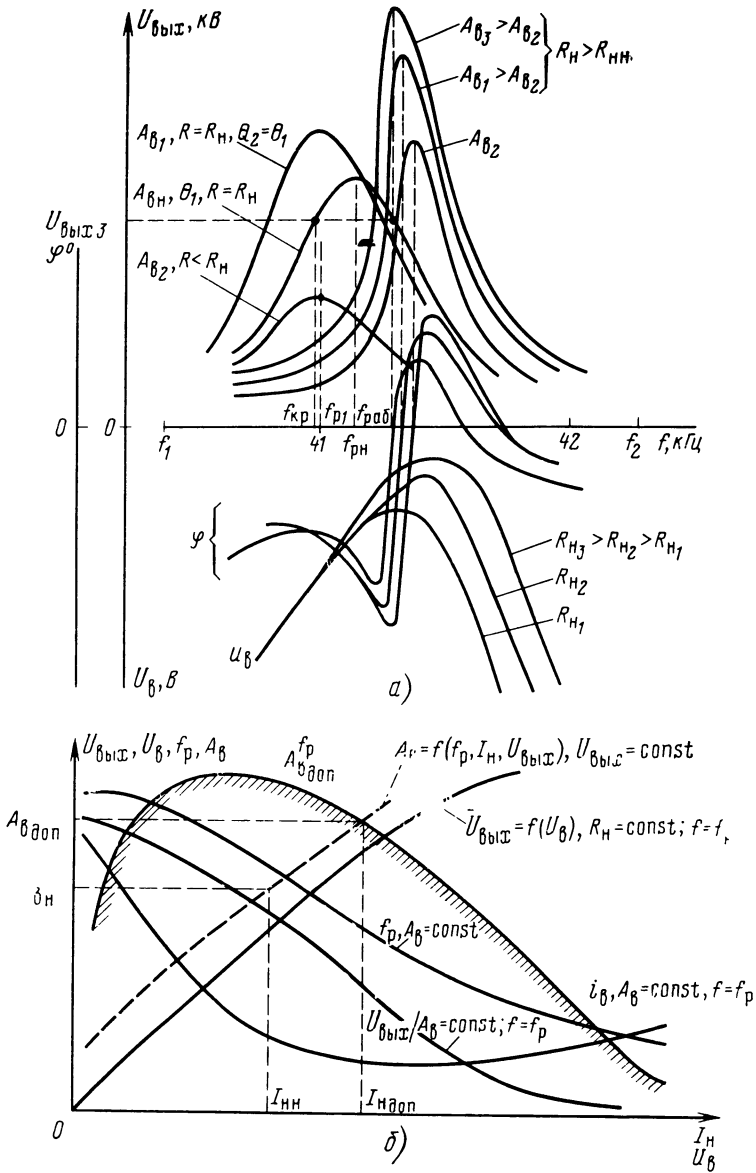


Рис. 2.17. Амплитудно- и фазочастотная характеристики ПТ (а) и нагрузочные характеристики (б)

характеристики для модуля  $\beta_{oc}(\omega)$  и фазы  $\varphi_{oc}(\omega)$  в случае поперечного звена. Заштрихованная область характеристик соответствует значениям фазы напряжения ОС при изменении  $R_{H3}$  от 100 Ом до 10 кОм; зависимость  $\beta_{oc}(\omega)$  соответствует нагрузке  $R_{H3} = 1$  кОм. Из рис. 2.16 видно, что максимум  $\beta_{oc}(\omega)$  совпадает



с максимумом проводимости ПТ, а фазовый сдвиг между входным напряжением и напряжением обратной связи  $\varphi_{ос} \rightarrow \pi$  при  $R_{нз} \rightarrow 0$  (режим кз). Практически  $R_{нз} \ll X_{0з}$ .

При сдвиге резонансной частоты ПТ происходит сдвиг частотных характеристик коэффициента ОС [37]. При негармоническом воздействии, когда напряжение  $U_{вх}$  имеет вид прямоугольных или синусоидальных импульсов, наблюдаются значительные фазовые искажения, причем наибольшие в режиме максимального КПД (из-за уменьшения  $Q_{эф}$ ). В таких случаях предпочтительнее использовать напряжения  $U_{ос}$  продольного звена, обладающего более высокими избирательными свойствами, так как  $U_{ос}$  в большей степени будет определяться продольными колебаниями пьезопластины ПТ.

### 2.3. СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМАМИ ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРОВ

Системо- и схмотехнические принципы построения ИВЭП на базе ПТ существенно отличаются от широко известных принципов построения ИВЭП на базе электромагнитных трансформаторов. Отличия определяются свойствами ПТ — функционального резонансного элемента — и при построении ИВЭП учитываются следующие специфические особенности ПТ (рис. 2.17): узость резонансных АЧХ (добротность высоковольтных ПТ может достигать 1000); смещение (дрейф) АЧХ ПТ по обоим координатным осям при действии возмущающих факторов (изменение характера и величины нагрузки, температуры и т. п.); высокая крутизна ФХЧ ПТ на частоте резонанса; сильное изменение входных и выходных полных сопротивлений ПТ при действии возмущающих факторов, изменения частоты; сопротивления в функции частоты меняют свой характер (могут иметь емкостный, индуктивный, активный и комбинированный характер); обычно малая выходная емкость ПТ (у высоковольтных ПТ 9... 20 пФ); сильная зависимость передаточных коэффициентов и параметров передаточных функций, а также КПД ПТ от тока нагрузки; взаимосвязь процессов передачи энергии и информации в ПТ по различным каналам управления: ПТ — многосвязное звено (объект управления) с переменной структурой и переменными параметрами.

Перечисленные особенности показывают, что между ПТ и электромагнитными трансформаторами (ЭМТ) мало схожих признаков, т. е. это существенно разные по своим свойствам элементы, а термин «пьезоэлектрический трансформатор» (сам по себе весьма условный) не отражает специфики свойств, возможностей и назначения этого элемента функциональной электроники. Поэтому принципы построения ИВЭП на базе ПТ значительно отличаются от таковых, разработанных для ИВЭП с ЭМТ (в том числе и с бестрансформаторным входом).

Наглядной иллюстрацией к сказанному может служить, на-

пример, особенность ПТ как многомерного многосвязного объекта управления. Использование этой особенности позволяет управлять выходным напряжением ПТ в составе ИВЭП посредством воздействия по нескольким каналам: амплитудному, частотному, фазовому, их взаимосвязи, по секциям «обратных связей» и т. д., что создает широкие возможности обеспечения высоких качественных показателей работы ИВЭП по точности стабилизации, быстродействию; облегчает построение подсистем защиты ИВЭП, облегчает режим работы ряда узлов и элементов ИВЭП и т. д. Кроме этого, использование свойств многосвязности расширяет класс ИВЭП с ПТ по схемотехнике, отличающихся друг от друга реализацией в них тех или иных способов управления выходным напряжением ПТ [25]. Для сравнения отметим, что в ИВЭП на базе ЭМТ управление выходным напряжением осуществляется в основном путем «амплитудного» способа — изменением действующего (среднего) значения выходного напряжения ЭМТ посредством амплитудно- или широтно-импульсной модуляции. Поэтому необходимо отдельно рассмотреть способы управления выходным напряжением ПТ.

Разработанная классификация способов управления по количеству взаимосвязанных управляющих воздействий подразделяет их на три основные группы: одномерные (амплитудный, частотный, фазовый), дуальные или двумерные (амплитудно-частотные, амплитудно-фазовые, фазо-частотные) и многомерные (амплитудно-фазочастотные и др.). Особое место занимают адаптивные и инвариантные способы. На основе этих способов были разработаны системно- и схемотехнические принципы реализации пьезополупроводниковых ИВЭП с ПТ.

**Одномерные способы.** Амплитудный способ управления базируется на изменении «амплитуды» напряжения возбуждения  $U_{\text{в}}$  ПТ при его работе на резонансной частоте (рис. 2.17). Компенсация возмущающих воздействий и стабилизация  $U_{\text{вых}}$  в ИВЭП может быть осуществлена путем амплитудно-импульсной или широтно-импульсной модуляции  $U_{\text{в}}$  (АИМ или ШИМ) <sup>1</sup>.

Наиболее просто реализация амплитудного способа осуществляется в ИВЭП с автогенераторным преобразователем напряжения (см. § 3.1). Работа ПТ на частоте резонанса  $f_{\text{р}}$  здесь обеспечивается действием автогенераторной схемы с ПТ в качестве частотно-задающего элемента. При этом поскольку резонансные свойства ПТ (его АЧХ) используются для самовозбуждения автогенератора на частоте резонанса ПТ (при выполнении требуемых условий баланса амплитуд и баланса фаз), то влияние дрейфа АЧХ и ФЧХ ПТ вдоль частотной оси автоматически компенсируется действием автогенераторного преобразователя напряжения. Из-

---

<sup>1</sup> АИМ и ШИМ в первом приближении физически эквивалентны, что вытекает из теоремы импульса силы. Это обусловлено адекватной реакцией систем на равновеликое изменение площади импульса за счет изменения его высоты (АИМ) или ширины (ШИМ).

менение  $U_{в}$  с целью стабилизации  $U_{вых}$  осуществляется обычно посредством компенсационных стабилизаторов напряжения, поддерживающих стабильное значение напряжения питания автогенератора (устройства с АИМ). Недостатком таких ИВЭП являются довольно узкий диапазон отработки внешних возмущений, так как при сильном изменении напряжения питания автогенератора возможен срыв автоколебаний либо их уход от значения резонансной частоты ПТ (из-за уменьшения напряжения положительной обратной связи, изменения фазовых соотношений, т. е. в связи с нарушением условия балансов амплитуд и фаз). Кроме того, если не принимать специальных мер, автогенератор склонен к самовозбуждению на паразитных гармониках ПТ.

Расширение динамического диапазона отработки внешних воздействий может быть обеспечено путем усложнения схемы автогенератора — введением в нее активных цепей формирования сигнала обратной связи, синхронизируемого на частоте резонанса ПТ задающего генератора, введением активных регулируемых цепей фазовой задержки, которые обеспечивают точную настройку автогенератора на резонансную частоту ПТ. Изменение напряжения питания автогенератора (его усилителя мощности — УМ) осуществляется обычно посредством линейного или ключевого (импульсного) компенсационного стабилизатора либо с помощью сетевого управляемого тиристорного выпрямителя — стабилизатора. Последний вариант является более предпочтительным, так как, несмотря на некоторое усложнение сглаживающего фильтра, сетевой тиристорный выпрямитель совмещает в себе функции преобразователя напряжения, стабилизатора и регулятора (правда, из-за ограниченности частотных свойств тиристоров его быстродействие может оказаться недостаточно высоким). Таким образом, ИВЭП с ПТ и реализацией амплитудного способа с АИМ условно состоят из двух частей — одна обеспечивает стабилизацию выходного напряжения  $U_{вых}$ , а другая — работу ПТ на частоте  $f_p$ . Такие ИВЭП при повышенных требованиях к точности стабилизации  $U_{вых}$  оказываются относительно сложными, содержат большое количество силовых элементов (регулирующие элементы — транзисторы или тиристоры, мощные транзисторы УМ), из-за двукратного преобразования мощности на входе ИВЭП и в ПТ имеют пониженный КПД. Недостатки ИВЭП с ПТ и АИМ можно частично устранить, если использовать УМ одновременно в качестве регулирующего элемента, а схему дополнить задающим генератором, частота колебаний которого синхронизирована с частотой резонанса ПТ [67]. В таком ИВЭП будет реализован амплитудный способ с ШИМ. Амплитуда основной гармоники напряжения возбуждения  $U_{в}$  зависит от длительности (ширины) квазипрямоугольных двухполярных импульсов с «паузой на нуле», поступающих на выходной (обычно двухтактный) УМ (см. гл. 3). Собственная частота задающего синхронизируемого генератора выбирается несколько ниже частоты  $f_p$  ПТ (примерно на 10 Гц) для улучшения синхронизации. Формирование «паузы на нуле» не-

обходимо для облегчения ключевого режима работы транзисторов двухтактного УМ, а также для исключения режима «сквозных» токов (поочередным включением и надежным запирающим этих транзисторов). Для низковольтных ПТ ( $U_{\text{вых}} < 0,5 \text{ кВ}$ ) требуется обеспечить «захват» частоты основной гармоники резонанса ПТ и избежать возбуждения на побочной частоте. Эта задача надежно решается применением схем активной фазовой задержки в составе ИВЭП с ШИМ [70]. Таким образом, применение ШИМ в ИВЭП оказывается предпочтительным. Однако в сетевом варианте ИВЭП (сеть 220 В) отсутствие высокочастотных мощных силовых транзисторов приводит к незначительному увеличению КПД. Это обусловлено увеличением относительного времени переключения транзисторов (возрастание потерь при их переключении) при уменьшенной на величину ступеньки-паузы ширине коммутирующих импульсов. Кроме того, по сравнению с ИВЭП с ПТ и АИМ, где форма кривой напряжения возбуждения и ее гармонических составляющих оставались практически неизменными в широком диапазоне изменения амплитуды  $U_{\text{в}}$ , в схемах ИВЭП с ПТ и ШИМ при управлении происходит существенное изменение состава гармонических составляющих.

Частотный способ управления основан на использовании резонансного характера АЧХ ПТ, рабочая точка выбирается на частотах  $f \geq f_p$  (вблизи  $f_p$ ) на квазилинейном участке АЧХ ПТ (см. рис. 2.17). Компенсация возмущающих воздействий в данных ИВЭП осуществляется путем смещения рабочей точки ПТ вдоль частотной оси АЧХ. Выбор рабочей точки на правом склоне АЧХ более предпочтителен по энергетическим показателям работы ПТ (здесь расположена область максимального КПД ПТ в определенной части вблизи  $f_p$ ) и по ряду преимуществ при организации управления. Положение  $U_{\text{вых з}}$  соответствует некоторому заданному значению  $U_{\text{вых}}$ . Этому значению на левом склоне АЧХ соответствует частота  $f_{\text{кр}}$ , на правом  $f_{\text{раб}}$ . Зона «захвата» или зона частотного управления на левом склоне располагается выше линии  $U_{\text{вых}}$ , устанавливающей в данном ИВЭП требуемое минимально возможное значение  $U_{\text{вых min}}$ , ограничена по частоте полосой  $f_{\text{кр}} \dots f_{\text{раб}}$  для  $U_{\text{вых min}}$  равного, например,  $U_{\text{вых з}}$  (см. рис. 2.17). На правом склоне зона захвата распространяется на весь склон при выборе рабочей точки на правом склоне АЧХ. Если дрейф АЧХ таков, что она не выходит из пределов зоны регулирования, то режим является некритичным. Так, смещение АЧХ влево по частотной оси не вызывает изменения знака обратной связи в контуре частотного управления (инверсия управления) и, следовательно, не приводит к срыву режима стабилизации в ИВЭП. Другими словами, к смещению АЧХ влево ИВЭП менее чувствителен. Если же АЧХ смещается незначительно вправо по частотной оси и рабочая точка на АЧХ ПТ не выходит из полосы частот  $f_{\text{кр}} \dots f_{\text{раб}}$ , инверсии управления не происходит, и ИВЭП работоспособен. При значительном таком дрейфе АЧХ рабочая точка на АЧХ ПТ выходит за пределы полосы  $f_{\text{кр}} \dots f_{\text{раб}}$  (оказывается левее  $f_{\text{кр}}$ ), и наступа-

ет инверсия управления — изменение знака обратной связи в частотном канале. Частотный способ при этом оказывается неприемлемым.

Частотный способ также, как и дискретный фазочастотный (см. ниже), принципиально неприменим, если при дрейфе АЧХ влево под действием сильных возмущений значение  $U_{\text{вых max}}$  становится меньше  $U_{\text{вых min}}$ , т. е. когда изменением частоты по склону невозможно достичь заданного значения  $U_{\text{вых з}}$  (см. рис. 2.17). В этих случаях эффективны лишь дуальные способы с управлением по амплитуде, частоте (фазе) или многомерные способы.

Основным характерным элементом частотно-управляемого ИВЭП с ПТ [68] является управляемый задающий генератор (УЗГ), представляющий собой релаксационный генератор, частота колебаний которого изменяется при перестройке управляющего напряжения, поступающего на его вход от регулятора. Регулятор обычно с пропорционально-интегрально-дифференциальным (ПИД) законом управления содержит входную схему сравнения, на которую поступают выходное и опорное (задающее) напряжения. Схемы ИВЭП с частотным способом управления в ряде случаев оказываются весьма простыми и практически не изменяются при переводе на питание от сети 220 В. Однако применение ИВЭП с частотным способом ограничено, так как ПТ в них не полностью используется по напряжению и мощности, возможен срыв режима стабилизации при переходе рабочей точки на нерабочий (чаще левый) склон АЧХ. Выбор рабочей точки на АЧХ ПТ, где КПД соответствует максимальному значению, оказывается мало эффективным из-за ограниченного диапазона изменения частоты в сторону  $f_p$ , ограниченным оказывается в этом случае и диапазон изменения в ИВЭП  $U_{\text{вых}}$ , по существу такой режим является квазикритическим. Устранить эти недостатки в определенной мере можно в ИВЭП со стабильным УЗГ. Для этого переход рабочей точки на нерабочий склон АЧХ исключают установкой граничной нижней частоты генерации УЗГ, равной резонансной частоте ПТ. Однако из-за высокой добротности ПТ пределы изменения частоты ПТ при компенсации возмущений составляют единицы процентов, и даже незначительное температурное (или иное) отклонение нижней частоты УЗГ от резонансной либо сужает диапазон коррекции внешних возмущений, либо увеличивает опасность возникновения срыва режима стабилизации. Поэтому требуется использовать достаточно высокостабильные УЗГ, а это усложняет перестройку частоты, так как сущности обеспечения физических процессов высокостабильности и управляемости в ЗГ противоречивы (должен достигаться определенный компромисс). С другой стороны, у ПТ имеется температурный дрейф АЧХ, его резонансная частота смещается (рис. 2.17), а ее параметрическое отслеживание перестройкой нижней границы частоты УЗГ осуществить простыми средствами практически невозможно. Поэтому даже с применением высокостабильных УЗГ (например, с мостовыми времязадающими цепями), частотно-управляемые

ИВЭП используются в случаях узких диапазонов изменения внешних возмущающих воздействий [37, 78]. Частотно-управляемые ИВЭП для узких диапазонов возмущений реализовать проще, чем ИВЭП с амплитудным способом управления. Однако при прочих равных условиях схемотехническая реализация частотно-управляемого ИВЭП может оказаться и более сложной, чем амплитудно-управляемого, если при этом учитывать разброс параметров ПТ (т. е. вводить индивидуальную подстройку рабочей частоты), для ИВЭП этого типа необходимы и высокостабильные УЗГ с компенсацией дрейфа рабочей точки, может также потребоваться стабилизация амплитуды напряжения возбуждения ПТ (с помощью хотя бы простых стабилизаторов на входе ИВЭП).

Фазовый способ управления основан на изменениях фазового сдвига между входным и выходным переменными напряжениями ПТ (или токами, напряжениями  $U_{в}$ ,  $U_{вых}$  и током), при этом ПТ возбуждают либо на частоте  $f_p$ , либо на частотах  $f \leq f_p$  (вблизи  $f_p$ ). Внешние возмущения в ИВЭП компенсируются изменением частоты УЗГ в зависимости от фазового сигнала ошибки, вырабатываемого регулятором. Наиболее просто фазовый способ реализуется в автогенераторных устройствах, где управляющее напряжение снимается с секции обратной связи ПТ и подается на управляемую фазосдвигающую цепь (см. § 3.1). При этом автогенератор аналогичен автогенератору амплитудно-управляемого ИВЭП, в цепь положительной обратной связи которого включена активная фазосдвигающая цепь, управляемая регулятором. Поскольку имеет место временное (частотное) соответствие АЧХ и ФЧХ ПТ, то происходит смещение рабочей точки, как и в частотном способе, вдоль одного из склонов АЧХ ПТ (в сторону компенсации влияния возмущений). Однако при сравнительной простоте реализации фазового способа он редко используется самостоятельно из-за склонности автогенератора к самовозбуждению на высших гармониках  $\omega_p$  и неустойчивости режима автоколебаний вследствие ограниченности диапазона регулирования фазы. Чаще всего фазовый способ управления используется в сочетании с другими способами, т. е. в устройствах с дуальными или многомерными способами управления.

Возможности управления выходным напряжением ПТ, изменением напряженности постоянного электрического поля, прикладываемого либо к специальной секции ПТ, либо непосредственно к его входным электродам, нашли применение в способе инвариантного управления [62]. Суть этого способа заключается в том, что на ПТ воздействуют сигналом, пропорциональным выпрямленному напряжению сети; управляют этим сигналом также в функции тока нагрузки и изменяют с его помощью выходное напряжение ПТ, компенсируя его отклонения от заданного значения (при действии возмущений). Данный способ применим либо при питании ПТ от сети 380/220 В, либо при использовании высоковольтных ПТ. Инвариантный способ может также применяться в сочетании с одномерными, дуальными и многомерными способами,

обеспечивая при этом повышенные качественные показатели ИВЭП [25].

**Дуальные способы** управления сочетают в себе достоинства одномерных способов и лишены в определенной степени их недостатков. Следует заметить, что одномерные способы могут быть лишь условно отнесены к этой группе, так как при реализации их в ИВЭП управляющие воздействия оказываются в той или иной степени взаимосвязанными через ПТ и нагрузку. Так, в ИВЭП с амплитудным способом автогенератор компенсирует влияние дрейфа АЧХ и ФЧХ ПТ вдоль частотной оси, т. е. имеет место амплитудно-частотное управление с частичной автономностью по управлению (см. ниже); при фазовом способе происходит изменение частоты и обеспечивается, таким образом, фазочастотное управление. Поэтому при условном отнесении этих способов к одномерным в основу был положен принцип действия основного (приоритетного) управляющего сигнала в ИВЭП, реализующих эти способы.

Эффективность работы ИВЭП с ПТ можно повысить использованием двух и более взаимосвязанных управляющих воздействий. Эти воздействия должны быть определенным образом (в пределе — оптимальном) взаимосвязаны как в статике, так и в динамике. На базе этого был предложен ряд способов взаимосвязанного дуального управления: частотно-амплитудный, частотно-амплитудно-токовый (функциональный) и фазочастотный.

В ИВЭП с частотно-амплитудным способом управления учитываются специфические особенности смещения (дрейфа) АЧХ ПТ при сильных возмущениях [61]. При этом в ИВЭП во избежание сильных колебаний выходного напряжения во время переходных процессов воздействие на частоту должно опережать воздействие на амплитуду  $U_v$ . Для достижения наиболее экономичного режима (работа вблизи  $\omega_p$ ) воздействие на амплитуду, вызванное изменением частоты, должно опережать воздействие на амплитуду, вызванное изменением выходного напряжения ИВЭП. Указанные взаимодействия при этом способе достигаются введением амплитудно- и частотно-корректирующих сигналов ( $U_{ак}$  и  $U_{чк}$ ), воздействующих с подобранной соответствующим образом форсировкой на изменения  $\omega_v$  и  $A_v$  [61]. При действии сильных возмущений стабилизацию выходного напряжения  $U_{вых}$  посредством автономного регулирования частоты  $\omega_v$  и амплитуды  $A_v$  обеспечить не удастся, что приводит обычно к срыву режима стабилизации из-за инверсии управления. Введение сигналов  $U_{ак}$  и  $U_{чк}$  обеспечивает направленные взаимосвязанные упреждающие воздействия на компенсацию отклонения  $U_{вых}$  от заданного значения. При этом сигнал  $U_{ак}$  обеспечивает форсирование изменения  $\omega_v$  по отношению к изменениям  $A_v$  на первоначальном этапе, а  $U_{чк}$  — форсирование изменения на заключительном этапе стабилизации. В целом использование перекрестных корректирующих связей позволяет получить неавтономное взаимосвязанное управление и существенно уменьшить длительность  $t_p$ , перерегулирова-

ние  $\sigma$ , %, в переходных процессах при сохранении повышенной точности стабилизации  $U_{\text{вых}}$ . Корректирующие связи по производным позволяют выбрать значительно большие значения критического коэффициента усиления ИВЭП как системы автоматического управления и существенно расширить область устойчивости ИВЭП.

К недостаткам этого способа относятся: опасность превышения амплитудой  $A_v$  допустимого значения  $A_v \text{ доп}$ , что может привести к механическому разрушению ПТ, возможность инверсии управления при переходе рабочей точки на нерабочий склон АЧХ, что вызывает срыв режима стабилизации напряжения  $U_{\text{вых}}$ . Недостатком способа является также отсутствие в нем операций, обеспечивающих надежную компенсацию действующих возмущений при предельно допустимых режимах работы ПТ.

Эти недостатки в значительной мере устранены в разработанном частотно-амплитудно-токовом (функциональном) способе управления, суть которого заключается в изменении амплитуды  $A_v$  ПТ в функции частоты  $\omega_r$ , тока и напряжения нагрузки  $I_n$ ,  $U_{\text{вых}}$  [64]. В качестве исходного параметра преобразования принята резонансная частота ПТ, а закон функционального преобразования, определяемый типом ПТ и материалом, из которого он выполнен, имеет, например, следующий вид:  $A_v = k_i I_n / k_u U_{\text{вых}} k_\omega \omega_v$ , где  $k_u$ ,  $k_i$ ,  $k_\omega$  — весовые коэффициенты. При этом изменения  $A_v$ ,  $\omega_v$  взаимосвязаны посредством амплитудно- и частотно-токовых корректирующих сигналов и введены отсечки по предельно допустимым параметрам  $A_v \text{ доп}$ ,  $I_n \text{ доп}$ . В ИВЭП автоматически отслеживаются изменения  $\omega_r$  как в зависимости от тока нагрузки, так и от изменения  $A_v$ . При этом по сравнению с частотно-амплитудным способом обеспечивается дополнительное управление по току нагрузки, входному току ПТ; амплитуда изменяется по закону  $A_v = f(\omega_r, I_n, U_{\text{вых}})$ . Воздействие на амплитуду  $A_v$  в динамических режимах менее форсированным частотно-токовым корректирующим сигналом по сравнению с амплитудно-токовым, изменяющим величину  $f_v$ , и организация взаимосвязанного частотно-амплитудно-токового управления позволяют обеспечить высокую точность стабилизации напряжения  $U_{\text{вых}}$  при сильных возмущениях и увеличить надежность ИВЭП за счет исключения предельно допустимых режимов работы ПТ. Однако практически этот способ осуществить сложно и применение его оправдано лишь в условиях повышенных требований к ИВЭП. В обычных условиях удовлетворительные показатели обеспечивают ИВЭП с определенной степенью автономности по управлению (по параметру  $A_v$  и  $\omega_v$ ), например взаимосвязанные только через ПТ и нагрузку.

ИВЭП с частичной автономностью более просты в реализации. В них осуществляются автономное управление по частоте и по амплитуде, стабилизация амплитуды  $A_v$  на заданном уровне производится на входе УМ (стабилизация напряжения питания УМ). Чаще используется ШИМ, при этом в сигнал управления могут вводиться составляющие, пропорциональные изменению то-



ка нагрузки на выходе ИВЭП. Таким образом, амплитудное управление сглаживает колебания напряжения питающей сети и вырабатывает стабилизированное напряжение питания УМ с компенсацией его изменения от тока нагрузки. Возможны и другие разновидности реализации способа частотно-амплитудного управления с частичной автономностью. В частности, разработана модификация дуального частотно-амплитудного способа «дискретного» типа с автоматическим размыканием частотного контура при переходе рабочей точки на нерабочий склон АЧХ и перестройкой частоты УЗГ, возвращающей рабочую точку с нерабочего на рабочий склон АЧХ ПТ, с последующим замыканием частотного контура.

Другим эффективным способом дуального управления является фазочастотный способ [25, 37]. Схемы ИВЭП с фазочастотным способом синтезированы на основе взаимосвязи способов частотного и фазового управления. При этом фазочастотный способ может быть реализован в виде «непрерывного» и «дискретного» вариантов. В первом из них управление сводится к «непрерывному», во втором — к «дискретному» влиянию фазового сигнала ошибки на процессы в ИВЭП. Суть дискретного способа фазочастотного управления заключается в том, что при смещении рабочей точки под действием возмущений на левый склон АЧХ ПТ размыкают частотный контур управления в момент перехода ФЧХ ПТ через нуль, формируют управляющий фазовый сигнал с требуемыми динамическими свойствами и с его помощью изменяют частоту УЗГ, возвращая рабочую точку на правый склон АЧХ, после чего замыкают частотный контур управления [66]. Дискретность операций обеспечивается автоматически с помощью компаратора в фазовом канале. При этом скачкообразно возрастает фазовый сигнал управления  $U_\phi$  при переходе рабочей точки с правого склона АЧХ на левый. На левом склоне АЧХ ПТ частотной УЗГ управляет сигнал с фазового, а на правом — сигнал с частотного канала. Включение (выключение) фазового канала происходит при изменении знака фазового сдвига  $\Delta\phi$  (например, между  $U_{\text{в}}$  и  $U_{\text{вых}}$ ), выявляемого фазовым детектором. Это изменение происходит на частоте резонанса  $\omega_r$  и связано со специфическими особенностями АЧХ и ФЧХ ПТ. Таким образом, фазовый канал фиксирует моменты нахождения рабочей точки на нерабочем (левом) склоне АЧХ и действием компаратора выводит ее на рабочий склон. Фазовый сигнал исключает инверсию управления и фиксирует рабочую точку в окрестности  $\omega_r$  до окончания действия сильного возмущения. Формально фазочастотное управление эквивалентно частотному с введением «скользящей» фиктивной нижней границы УЗГ, автоматически следящей за дрейфом АЧХ ПТ [70]. При этом в качестве УЗГ можно применять простые и относительно нестабильные генераторы, например с температурной нестабильностью 5...10% [69].

В ИВЭП с непрерывным фазочастотным управлением обеспечивается текущее изменение положения рабочей точки исходя из

условий дрейфа АЧХ и ФЧХ ПТ. Стабилизация  $U_{\text{вых}}$  осуществляется взаимосвязанным воздействием фазового сигнала управления и основного сигнала ошибки, формируемого частотным каналом [25].

Несмотря на достаточно высокие показатели ИВЭП с дуальным управлением, для повышения точности стабилизации напряжения целесообразно рассмотреть возможности многомерного управления. Способ многомерного управления заключается во введении перекрестных корректирующих управляющих сигналов в основные каналы от смежных, благодаря чему достигается целенаправленное взаимосвязанное действие всех трех управляющих воздействий при компенсации отклонения выходного напряжения от заданного значения. Использование корректирующих связей в ИВЭП является весьма эффективным вследствие действия общих для всех каналов возмущений. Это обеспечивает наиболее высокую точность стабилизации  $U_{\text{вых}}$  при сильных возмущениях и делает ИВЭП практически инвариантным по отношению к таким возмущениям.

Одним из способов многомерного управления является организация управляющих воздействий в ИВЭП, когда одновременно с воздействием, корректирующим частоту  $\omega_v$ , осуществляется взаимосвязанное воздействие на амплитуду  $A_v$ , зависящее от управляющего фазового сигнала [65]. При этом обеспечивается подчиненность изменения  $\omega_v$  по отношению к управляющему фазовому сигналу. В целом осуществляется взаимосвязанное действие трех основных управляющих воздействий (по  $A_v$ ,  $\omega_v$ ,  $\varphi_v$ ) на стабильность напряжения  $U_{\text{вых}}$ . Способ основывается на том, что при смещении АЧХ и ФЧХ ПТ значениям частоты  $\omega_r$  соответствуют определенные фазовые соотношения. Следовательно, задавая значения  $\Delta\varphi_z$  и стабилизируя его, можно следить за изменениями  $\omega_r$ , а отклонения  $U_{\text{вых}}$  от заданного значения компенсировать взаимосвязанным изменением амплитуды  $U_v(A_v)$ . Фазовый сигнал ошибки  $\Delta\varphi = \Delta\varphi_z - \Delta\varphi_t$  исключается изменением частоты УЗГ в сторону значений резонансных частот ПТ. При этом также вводится приоритетное изменение частоты  $\omega_v$  по отношению к изменению  $A_v$  на начальном этапе компенсации сильных возмущений упреждающими корректирующими связями. Способ дает большую точность установления частоты, чем, например, в ИВЭП с частотным управлением, так как стабилизируется остаточная разность фаз, а не частот. При этом за счет импульсно-фазового управления стабилизация  $U_{\text{вых}}$  осуществляется по отдельным отсчетам фазовой ошибки (фазовая дискретизация) [25].

Применение многомерного управления позволяет добиться большей точности регулирования при повышенном качестве протекающих процессов управления (увеличивается быстродействие, уменьшается перерегулирование) по сравнению с дуальным управлением. Однако способы многомерного управления являются наиболее сложными в реализации.

Рассмотренные способы базировались на идеях автономного

(одномерные способы), либо неавтономного, взаимосвязанного управления (дуальные, многомерные способы). В адаптивном способе управления используются свойства ПТ как высококачественного частотно-избирательного устройства, работающего на частоте  $\omega_p$ . Этот способ в условиях достаточно сильного разброса параметров ПТ (до 30% и более) позволяет обеспечивать автоматическую настройку наиболее эффективного режима работы ПТ в составе ИВЭП. При этом могут быть реализованы схемы с непрерывной адаптацией или более эффективные по своим качественным показателям схемы ИВЭП с периодической адаптацией. В ИВЭП с периодической (дискретной) адаптацией осуществляется режим первоначального, а в последующем — эпизодического поиска экстремума АЧХ (при его потере от действия сильных возмущений). Стабилизация выходного напряжения обычно производится на частотах, близких к  $\omega_p$ . В ИВЭП с непрерывной адаптацией поиск экстремума АЧХ ведется непрерывно (осуществляется слежение за экстремумом). Стабилизация  $U_{\text{вых}}$  производится обычно на частоте резонанса  $\omega_p$  ПТ (см. рис. 2.17). Реализация функций адаптации в схемах ИВЭП наиболее эффективно осуществляется в совокупности с одномерными, дуальными и многомерными способами.

Так, при дуальном частотно-амплитудном управлении и непрерывной адаптации в ИВЭП осуществляется первоначальный поиск экстремума (максимума) АЧХ изменением частоты  $\omega_b$  (например, по пилообразному закону) [63]. Устройство запоминания экстремума ИВЭП фиксируют значения  $U_{\text{вых max}}$  и осуществляют непрерывное слежение за ним в автоколебательном режиме. Таким образом, действием частотного канала обеспечивается настройка на частоту  $\omega_p$  ПТ, а стабилизация  $U_{\text{вых}}$  достигается взаимосвязанным действием амплитудного канала, компенсирующего сигнал ошибки, определяемый разностью между текущим и экстремальным значениями  $U_{\text{вых}}$ . Следовательно, такой ИВЭП с адаптацией автоматически определяет величину регулирующих воздействий  $\omega_b$  и  $A_b$  и стабилизирует  $U_{\text{вых}}$  на частоте  $\omega_p$  ПТ при действии внешних возмущений [25].

При реализации дуального фазочастотного способа целесообразен режим периодической адаптации, когда действие возмущений, в том числе и достаточно сильных, компенсируется фазовым каналом (как, например, при фазочастотном дискретном способе управления); поиск при этом не производится. Поиск же АЧХ ПТ осуществляется лишь при включении ИВЭП и при коротком замыкании на его выходе. При этом фазовый канал автоматически выключается (в период поиска) и включается в работу после определения области АЧХ ПТ. Введение поиска расширяет полосу захвата; в режиме стабилизации  $U_{\text{вых}}$  для расширения интервала устойчивости поиск отключается.

Повышенные качественные показатели обеспечивают многомерные, многомерные ИВЭП с адаптацией. Однако в условиях обычных требований удовлетворительные качественные парамет-

ры обеспечивают ИВЭП с адаптацией и одномерными способами управления [25]. Например, в ИВЭП с частотно-поисковым управлением и периодической адаптацией поиск АЧХ вне полосы пропускания ПТ осуществляется с максимально возможной скоростью; в окрестности АЧХ ПТ скорость поиска уменьшают до значения, определяющего небольшое расхождение статических и динамических АЧХ ПТ ( $\leq 5\%$  по  $\omega_p$ ) [71]. При этом скорость поиска в пределах АЧХ ПТ может дополнительно изменяться по определенному функциональному закону. Переменная скорость поиска  $v_n$  необходима для ускорения поиска АЧХ (при широкой зоне  $\Delta\omega_p \geq \omega_p^{R_n \rightarrow 0} \dots \omega_p^{R \rightarrow \infty} = \omega_1 \dots \omega_2$ , рис. 2.17), повышения быстродействия ИВЭП и исключения возможного «проскакивания» полосы пропускания ПТ (из-за ее узости) при высокой скорости поиска. Поиск в таких ИВЭП прекращается и осуществляется частотное управление, когда сигнал ошибки становится меньше некоторого порогового значения  $\Delta$  или равным ему. Значение  $\Delta$  выбирается из условий ограничения уровня помех, причем минимальное значение  $\Delta_{\min} \approx k\kappa$ , где  $k$  — коэффициент пропорциональности;  $\kappa$  — интенсивность помех. Введение поиска позволяет сместить нижнюю границу  $\omega_n$  УЗГ значительно левее  $\omega_{кр}$  по частотной оси, вплоть до  $\omega_1$  (рис. 2.17). При этом положение АЧХ ПТ в зоне поиска  $\Delta\omega_p$  безразлично, т. е. в таких ИВЭП можно применять любой ПТ с разбросом по резонансной частоте до 30%; обеспечивается автоматический поиск АЧХ и режим стабилизации  $U_{\text{вых}}$  на заданном уровне.

Принцип адаптации в ИВЭП с ПТ искусственно создает эффект приспособления к изменяющимся условиям работы ПТ и ИВЭП, снижает влияние неопределенности положения АЧХ и  $\omega_p$  ПТ на качество управления (в условиях малых априорных сведений о поведении ПТ и ИВЭП в целом); создает возможности для оптимального управления, обеспечивая в общем случае экстремум некоторого обобщенного показателя эффективности процесса. Обычно ИВЭП с адаптацией устойчиво работают практически при отсутствии в них автоколебательного режима. Компенсация сильных возмущений приводит только к переключениям в управляющей части ИВЭП в моменты действия возмущений. ИВЭП характеризуются малым временем поиска (в том числе за счет переменной скорости поиска), высокой точностью захвата полосы пропускания АЧХ ПТ и устойчивостью процессов, малыми потерями на поиск, небольшой колебательностью при включении (и при возмущениях), достаточно высокой помехоустойчивостью.

Адаптивное управление может быть с запоминанием экстремума по частоте автоколебаний  $\omega_{ак}$  в ИВЭП с непрерывной адаптацией, с определением частоты колебаний  $\omega_k$  и коэффициента относительного затухания  $\alpha$  огибающей переходного процесса — с учетом специфики динамических свойств ПТ (чем дальше  $\omega_b$  от  $\omega_k$ , тем большее значение  $\omega_k$  и меньше  $\alpha$ ). Возможны варианты адаптивного управления с модулирующим воздействием, определяющим изменение фазы входных ЧМ-колебаний: при  $\varphi=0$  — ле-

вый склон АЧХ, при  $\varphi=180^\circ$  — правый склон АЧХ; при  $\omega_b = \omega_p$   $\varphi=90^\circ$  и имеет место двойная или большая частота переменной составляющей выходного напряжения ПТ. Поиск экстремума АЧХ может быть выполнен непосредственным дифференцированием, т. е. по изменению знака производной  $S_3 = dU_{\text{вых}}/d\omega_b$  ( $S_3=0$  при  $\omega_b = \omega_p$ ; при  $\omega_b < \omega_p$   $S_3 > 0$ , а при  $\omega_b > \omega_p$   $S_3 < 0$ ). Способы адаптивного управления в условиях неопределенности положений на частотной оси и достаточно сильного разброса параметров ПТ по  $\omega_p$  позволяют обеспечить автоматическую подстройку ИВЭП на наиболее эффективный режим работы и стабилизацию  $U_{\text{вых}}$  с высокой точностью при действии сильных возмущений.

Наибольшая эффективность способов управления в ИВЭП будет при использовании цифровых методов обработки сигналов. Применение этих методов открывает новые возможности улучшения качественных показателей ИВЭП, позволяет реализовать описанные выше принципы построения ИВЭП программными средствами, например с использованием микропроцессоров. Цифровые методы допускают дальнейшее развитие способов управления путем усложнения операций функционирования ИВЭП практически без усложнения их схем. При этом расширяются возможности построения ИВЭП с управлением по различным нелинейным законам (нелинейные П-, И-, Д, ПИ-, ПИД-законы с введением в алгоритм операций анализа состояния ПТ, ИВЭП и им соответствующих переключений (например, цифровое нелинейное многомерное взаимосвязанное адаптивное управление по трем параметрам  $U_b$  на произвольном склоне АЧХ ПТ). При этом достигаются лучшие показатели по статической (до  $10^{-2} \dots 10^{-1}\%$ ) и динамической погрешностям, электромагнитной совместимости, стабильности и надежности в работе. Изменение алгоритмов управления, настроек параметров осуществляется программно (изменяется лишь программа функционирования управляющей части ИВЭП), достигается легкость сопряжения и управления от ЭВМ, повышенная унификация управляющей части (1-2 корпуса БИС спецпроцессоров) [26].

В заключение следует отметить, что выбор способа управления при создании ИВЭП зависит от многих факторов и определяется в первую очередь требованиями точности соблюдения предписанных статических и динамических режимов. С этой точки зрения наиболее эффективным являются многомерные способы, далее следуют дуальные и одномерные. Адаптивные и инвариантные способы создают дополнительные возможности повышения эффективности функционирования ИВЭП, существенно улучшая их технические характеристики и выходные показатели работы.

### 3. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА БАЗЕ ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРОВ

#### 3.1. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ТИПА

Пьезоэлектронные преобразователи напряжения (ППН) автогенераторного типа (рис. 3.1) являются примером схемотехнической реализации простейшего модуля ИВЭП. Такие преобразователи входят в том или ином виде, как правило, в состав ИВЭП с амплитудным способом управления (с АИМ, ШИМ). Схемы ППН могут быть неуправляемыми и управляемыми. В неуправляемых ППН возбуждение ПТ осуществляется от задающего генератора (ЗГ), или автогенератора (АГ), настроенных на частоту резонанса ПТ. В состав ИВЭП обычно входят управляемые ППН. Упрощенно схема ППН представляет собой выходной силовой каскад УМ—ПТ (рис. 3.1) совместно с элементом обратной связи (ЭОС) по управлению УМ: УМ может быть однотактным, двухтактным и мостовым. ППН осуществляют функции преобразования постоянного напряжения в переменное высокой частоты (инверторные преобразователи) или в постоянное (на выходе ПТ включен выпрямитель или умножитель напряжения). Существует множество разновидностей ППН, отличающихся схемами УМ, ЗГ, наличием или отсутствием компенсирующих индуктивностей ( $L1$  на рис. 3.2—3.5). Схемы ППН, особенно неуправляемых, известны и описаны в ряде источников [15—17, 25, 40]. Основой ППН служат автогенераторы, собранные на одном транзисторе (обычно по схеме с ОЭ) (рис. 3.2) или по усложненным схемам с различными УМ и ЗГ (рис. 3.3—3.5).

Развитие схемотехники ИВЭП с ПТ первоначально шло именно по пути построения неуправляемых ППН, рассчитанных на определенные выходные напряжения. Так как стабильность автогенераторов недостаточна из-за сильных влияний на работу ПТ внешних воздействий (изменения тока нагрузки, температуры), для решения этой проблемы были предложены многочисленные схемотехнические варианты. Стабильность работы автогенераторных каскадов высоковольтных ППН выше, чем низковольтных (из-за большей «моночастотности» АЧХ добротность высоковольтных

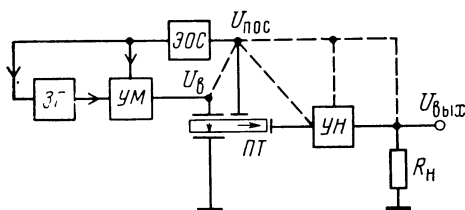


Рис. 3.1. Функциональная схема автогенераторного ИВЭП с ПТ (штриховой линией показаны цепи, по которым может подаваться напряжение ОС)

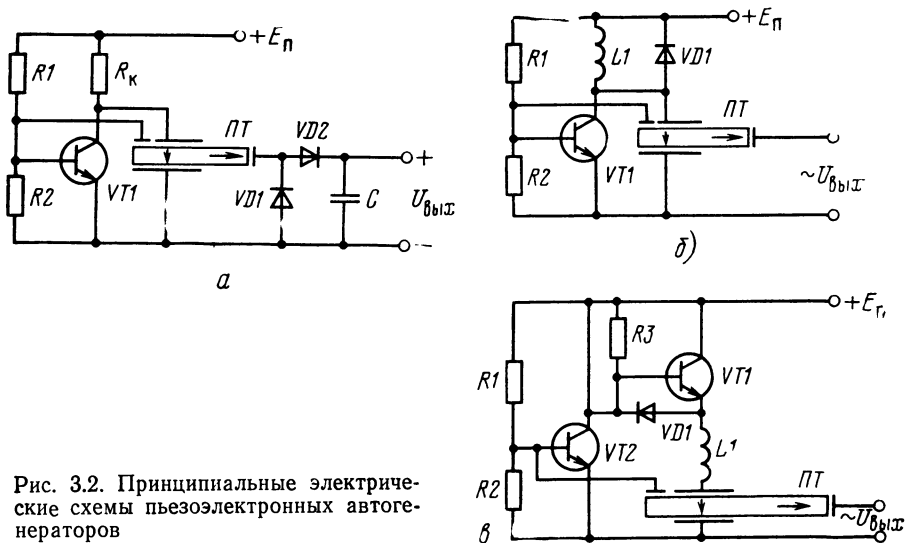


Рис. 3.2. Принципиальные электрические схемы пьезоэлектронных автогенераторов

ПТ, работающих, как правило, в режиме х.х, велика и достигает 1000). Такие ППН легко возбуждаются на требуемой частоте резонанса ПТ и работают достаточно устойчиво. Однако и у них наблюдаются срывы возбуждения, неустойчивый пуск, потеря устойчивости работы при действии возмущений, возбуждение на паразитных типах колебаний. Для устранения этих недостатков заранее проектируют секции ОС в ПТ (выбирают ее размеры, направления вектора поляризации, месторасположение на входной или выходной частях ПТ) так, чтобы сигнал положительной обратной связи (ПОС) с нее на рабочей частоте  $f_p$  имел максимальное значение и определенные фазовые соотношения для устойчивого обеспечения в определенных пределах балансов амплитуд и фаз автогенератора. Место расположения секции ОС по этим причинам должно соответствовать зоне максимума механических напряжений для рабочей частоты. Следует отметить, что сигнал ОС в ППН может сниматься не только с секции ОС, но и с выхода ПТ (через делитель), с дополнительного электромагнитного трансформатора — на выходе или входе ПТ, с резистора в цепи возбуждения ПТ, с параллельного LC-контура и т. д. Пьезоэлектронные преобразователи напряжения с синхронизируемыми ЗГ и УМ имеют лучшие показатели (рис. 3.5). Рабочая частота ЗГ выбирается в отсутствие сигнала  $U_{\text{пос}}$  вблизи частоты  $f_p$  ПТ. Напряжение  $U_{\text{пос}}$  воздействует на ЗГ через элемент обратной связи ЭОС и жестко синхронизирует частоту ЗГ с частотой резонанса ПТ. Схема отслеживает изменения  $f_p$  ПТ от внешних возмущений; ЭОС выполняет функцию корректирующего элемента, обеспечивая необходимые амплитудно-фазовые соотношения, требуемые для возбуждения автогенератора (см. ниже).

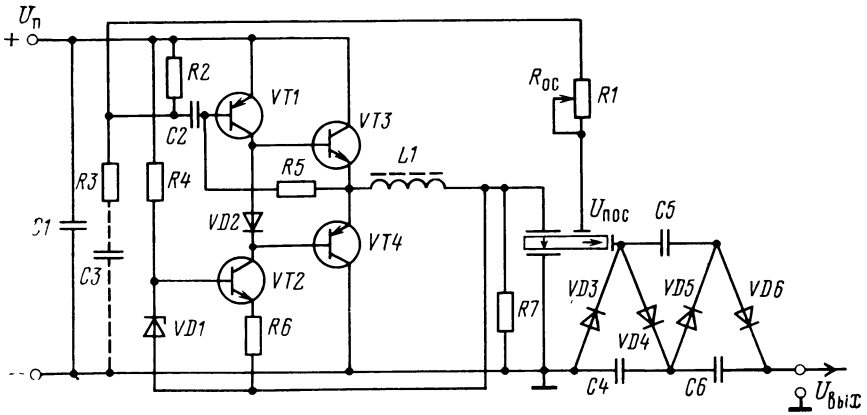


Рис. 3.3. Автогенераторный ППН с ПТ

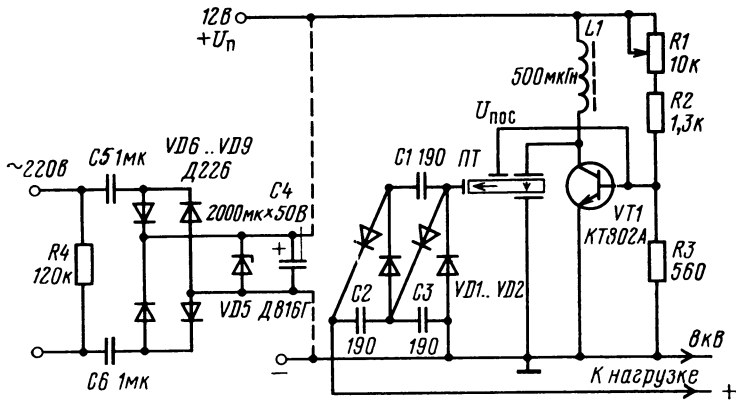


Рис. 3.4. ППН с одноконтурной схемой УМ

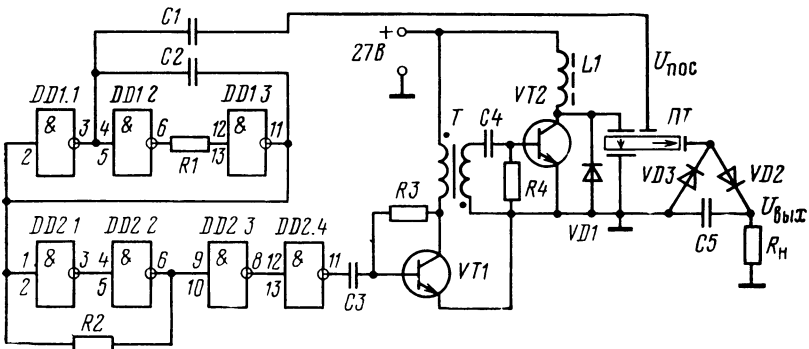


Рис. 3.5. Автогенераторный ППН с ПТ



Схемотехнически ЭОС в простейших случаях представляет собой пассивную фазосдвигающую цепь типа  $RC$ ,  $LC$ ,  $C$ . В общем случае ЭОС является формирователем импульсов синхронизации совместно с элементом фазовой коррекции (задержки) — активные цепи коррекции АФХ всего ППН. Пределы регулировки фазы достигают  $360^\circ$ , что позволяет точно настроить автогенераторный контур на частоту  $f_p$  ПТ и исключить работу на гармониках ПТ. Поскольку устройство активной фазовой задержки работает с сигналами достаточно большого уровня, то помехоустойчивость его выше, чем пассивных фазосдвигающих цепей, которые при больших фазовых сдвигах значительно ослабляют уровень сигнала. Применение элементов активной фазовой задержки обеспечивает устойчивую работу автогенераторного контура при значительных изменениях уровня напряжения возбуждения ПТ. Это позволяет расширить диапазон стабилизации и изменения  $U_{\text{вых}}$  в ИВЭП.

В цепях автогенератора ППН включены секции возбуждения и ОС ПТ (два связанных колебательных контура), следовательно, такие АГ являются двухконтурными или в более сложных случаях — многоконтурными. Параметры сигнала ПОС, поступающего с секции ОС ПТ ( $A$ ,  $f$ ,  $\varphi$ ), существенно зависят от режима работы ПТ и от действия внешних возмущений (см. § 2.2). Все это приводит к изменению условий самовозбуждения и порождает уже отмеченные выше недостатки автогенераторных схем ППН.

В автогенераторном ППН рис. 3.3 УМ выполнен по схеме двухтактного усилителя, охваченного ПОС с электрода обратной связи ПТ. Для согласования фазы в цепи ОС применена регулируемая фазосдвигающая цепь ( $R1, R2, C2, R3, C3$ ). Автогенератор может работать как в импульсном режиме, так и в режиме генерации синусоидальных колебаний. Коррекция формы выходного напряжения производится изменением коэффициента обратной связи  $k_{\text{ос}}R_{\text{ос}}$ . В качестве УМ, как уже отмечалось, может быть использован и одноконтурный УМ с катушкой индуктивности  $L1$  в цепи транзистора (рис. 3.2, 3.4). Такие УМ целесообразно применять, когда напряжение питания  $U_n$  невелико, примерно  $0,3 U_{\text{в max}}$  ПТ. Применение индуктивности  $L1$  повышает напряжение  $U_{\text{в}}$  до  $(1,8 \dots 1,9) U_n$ . Кроме того, поскольку в такой схеме генерируются импульсы по форме близкие к прямоугольным, то 1-я гармоника  $U_{\text{в}}$  имеет амплитуду  $U_{\text{в1}} = 4U_n/\pi$ , т. е. амплитуда 1-й гармоники  $U_{\text{в}}$  может достигать значения  $2,5U_n$ . Следует отметить, что КПД, рассчитанный относительно 1-й гармоники, не может превышать 81%. Однако уменьшение потерь в транзисторе, работающем в ключевом режиме, компенсирует это снижение КПД.

Для ИВЭП с понижающими ПТ, где первичное напряжение может достигать сотен вольт, нет необходимости применять индуктивность  $L1$  для повышения напряжения возбуждения  $U_{\text{в}}$ ; определяющими при использовании импульсного возбуждения ПТ будут минимальные потери в ключевых транзисторах УМ.

Рассмотрим некоторые особенности работы ППН с автогене-

раторами. Напряжение возбуждения ПТ имеет линейную зависимость от напряжения питания  $U_n$  УМ автогенератора. При этом диапазон регулирования  $U_n - D_U$  ограничен с нижней стороны срывом генерации при малых напряжениях из-за снижения значения параметра  $h_{21}$  и увеличения  $h_{11}$  транзистора УМ АГ; с верхней стороны — максимально допустимыми значениями напряжений коллектор — эмиттер и мощности рассеяния коллектора. Ключевой режим АГ повышает КПД и позволяет расширить диапазон регулирования. Практически диапазон регулирования  $U_n$  может составлять более 50% от среднего (номинального, согласованного) значения. Работающий автогенератор с ПТ представляет собой переменную нагрузку для источника питания с  $\Delta I_n \approx 80\%$ . Поэтому на его входе целесообразно включать емкость (рис. 3.3; 3.4).

Простейшие ППН (рис. 3.2) включают в себя УМ на транзисторе и ПТ (избирательный четырехполюсник) с устройством внешней СС. Благодаря флуктуациям тока, напряжения (шумы, тепловое движение электронов и т. п.) и положительной ОС возникают автоколебания; их форма, амплитуда  $A$  и частота  $\omega$  определяются свойствами АГ. Автогенератор (рис. 3.2,а) имеет высокое выходное сопротивление, определяемое сопротивлением  $R_k$  в цепи коллектора транзистора, и пригоден для возбуждения ПТ с большим входным сопротивлением  $R_s$ ; КПД его довольно низок для обычных ПТ. В схеме АГ, приведенной на рис. 3.2,б, используется индуктивность  $L1$  (дрессель, автотрансформатор, трансформатор) в качестве коллекторной нагрузки транзистора и для компенсации емкостной составляющей полного входного сопротивления ПТ. Транзисторы автогенератора могут быть любой структуры. Кремниевые транзисторы предпочтительнее германиевых: они имеют более высокое значение предельной температуры ( $120 \dots 150^\circ \text{C}$ ), достаточно высокую крутизну прямой передачи  $Y_{21a}$ ; высокие значения максимально допустимых напряжений  $U_{кз \max}$ ,  $U_{кб \max}$ , могут быть использованы в бескорпусном исполнении. Для защиты переходов транзисторов от пробоя обратным напряжением включают демпфирующий диод  $VD1$ .

Режим работы транзисторов автогенератора недонапряженный или критический. В перенапряженном режиме АГ работает неустойчиво, что, по-видимому, связано со значительными фазовыми искажениями.

Угол отсечки тока коллектора  $\theta_k$  определяется исходным положением рабочей точки транзистора: наиболее приемлем режим работы при  $70^\circ \leq \theta_k \leq 120^\circ$ . При  $\theta_k < 70^\circ$  условия самовозбуждения АГ ухудшаются, особенно при работе ПТ в режиме максимального КПД, что связано с уменьшением эффективной добротности  $Q_{эф}$ , которая в этом режиме минимальна. При  $\theta_k > 120^\circ$  ухудшается КПД электронной части АГ, возрастают мощности высших гармоник и потери. При небольших токах нагрузки выходное напряжение ПТ носит гармонический характер, даже если на входе ПТ действуют косинусоидальные или прямоугольные импульсы. Это связано с высокой избирательностью ПТ, выходное

сопротивление которых остальным частотам в спектре выходного напряжения велико.

Пьезоэлектрический преобразователь напряжения представляет собой нелинейный усилитель (НУ), комплексный коэффициент усиления  $K_{\text{НУ}}$  которого определяется как частотой генерации  $f_{\text{аг}}$  (из-за избирательности ПТ), так и амплитудой  $U_{\text{в}}$  (из-за нелинейности УМ),  $U_{\text{пос}} = U_{\text{в}}$ . При фиксированных значениях  $f_{\text{аг}} = f_{\text{р}}$  коэффициент усиления нелинейного усилителя зависит только от амплитуды  $U_{\text{в}}$  и ограничивает амплитуду автоколебаний.

Для получения устойчивого стационарного режима автоколебаний должны выполняться условия баланса фаз (суммарный фазовый сдвиг  $\varphi_{\Sigma} = 2\pi n$ ,  $n = 0, 1, 2 \dots$ ) и условия баланса амплитуд:  $|K_{\text{НУ}}(A, \omega)| \cdot |\beta_{\text{пос}}(A, \omega)| = |K_0(A, \omega)| = 1$ . Оба условия, составляющие суть критерия Найквиста и соответствующие границе устойчивости АГ, должны обеспечиваться как выбором размеров и расположения секции ОС ПТ, так и выбором параметров НУ в целом. Частота генерации близка к резонансной частоте  $\omega_{\text{р}} \approx \approx 1/\sqrt{L_{\Sigma}, C_{\Sigma}}$ ,  $L_{\Sigma}, C_{\Sigma}$  — эквивалентные параметры контура  $L$  — ПТ. Самовозбуждение автогенератора обеспечивается при некотором разбалансе  $\pm \Delta\omega(\omega - \omega_{\text{р}})$  за счет свободных колебаний в контуре  $L$  ПТ, усиливаемых НУ до уровня, определяемого нелинейностью коэффициента  $K_{\text{НУ}}$ . Нестабильность частоты ППН от действия дестабилизирующих факторов можно определить по формуле:

$$|\Delta\omega| \approx \left( \sum_{i=1}^n \frac{\partial \varphi_{\text{У}}}{\partial f_i} \Delta f_i + \sum_{i=1}^n \frac{\partial \varphi_{\text{ПТ}}}{\partial f_i} \Delta f_i \right) / \left( \frac{\partial \varphi_{\text{У}}}{\partial \omega} + \frac{\partial \varphi_{\text{ПТ}}}{\partial \omega} \right),$$

где  $\varphi_{\text{У}} = \psi(\omega, f_i)$ ,  $\varphi_{\text{ПТ}} = \psi(\omega, f_i)$  — фазовые сдвиги соответственно элементов ППН без ПТ и с ПТ ( $\varphi_{\text{ПТ}} \approx Q_{\text{НВ}}$ ,  $\nu = 2\Delta\omega/\omega_{\text{р}}$  — приведенная расстройка);  $f_i$  — дестабилизирующие факторы, влияющие на фазовые сдвиги. Так как  $\partial \varphi_{\text{ПТ}}/\partial \omega \approx 2Q_{\text{НВ}}\omega_{\text{р}} \approx T_{\Sigma}$ , а крутизна ФЧХ определяется параметром  $Q_{\text{н}} = \varphi(R_{\text{н}}, U_{\text{в}})$ , в пределах  $\Delta\omega_{\text{н}}$  наклон примерно прямой ФЧХ ПТ соответствует  $2Q_{\text{н}}$  ( $Q_{\text{н}}$  — добротность нагруженного ПТ).

Таким образом, чем больше  $Q_{\text{н}}$ , тем выше стабилизирующие свойства и ниже нестабильность частоты АГ. Обычно крутизна ФЧХ ПТ много больше крутизны ФЧХ остальных элементов  $\partial \varphi_{\text{У}}/\partial \omega$ , следовательно, нестабильность работы ППН определяется практически полностью работой ПТ и его свойствами в целом как нестабильного элемента.

Расчет режимов работы ППН может быть приближенно выполнен на основе линейной теории самовозбуждения АГ, условия устойчивости автоколебаний в которой анализируются по критерию Найквиста и соответствуют нахождению границы устойчивости замкнутой системы (АГ): более точно — на основе нелинейной теории. Автогенератор можно рассматривать как линейную систему напряжения возбуждения при малых уровнях  $U_{\text{в}}$  и добротности  $Q_{\Sigma\text{ф}} \gg 1$ . Напряжение на выходе секции ОС ( $U_{\text{пос}}$ ) можно считать гармоническим, если даже на входе ПТ действует на-

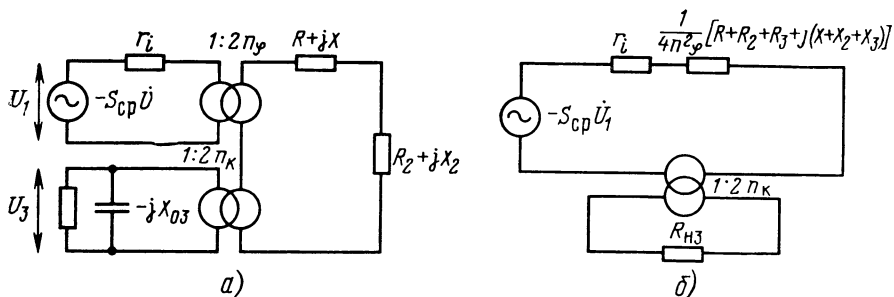


Рис. 3.6. Эквивалентные схемы АГ при работе на 2-й гармонике ПТ

пряжение импульсной формы. Нагрузка для секции ОС постоянна; значение  $U_{\text{пос}}$  определяется параметрами всего ПТ. Полный коэффициент передачи АГ:

$$K(U, j\omega)\beta(U, j\omega) = K_1(U, \omega) + jK_2(U, \omega).$$

Условия самовозбуждения будут выполнены, если  $K_2(U, \omega_r) = 0$ ,  $K_1(U, \omega_r) = 1$ , где  $\omega_r$  — частота, на которой выполняются эти условия. Из первого выражения можно найти частоту, из второго — амплитуду колебаний. Передаточные функции для основного звена и ОС (рис. 3.6)

$$K(U, j\omega) = \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_3} = S_{\text{ср}} \frac{\frac{1}{4n_\phi^2} (R_\Sigma + jX_\Sigma)}{r_\kappa + \frac{1}{4n_\phi^2} (R_\Sigma + jX_\Sigma)}; \quad \beta(j\omega) = \frac{\bar{U}_3}{\bar{U}_1}, \quad (3.1)$$

где  $\bar{U}_1$  — напряжение на коллекторе транзистора или на входе ПТ;  $\bar{U}_3$  — напряжение на базе транзистора или на выходе секции ОС;  $r_\kappa$  — входное сопротивление транзистора (ОЭ). В эквивалентной схеме отсутствует входная емкость  $C_{01}$ ; параметры транзистора взяты как усредненные по 1-й гармонике тока коллектора; сопротивление  $R_\Sigma = R_1 + R_2$  учитывает влияние нагрузки  $R_n$ ;  $X_\Sigma = X + X_2$ ;  $R = \pi Z_0 / Q_m$ ;  $X = 2\pi Z_0 r$ ;  $r = \Delta\omega / \omega_r$ ;  $S_{\text{ср}} = S_0 \gamma(\theta_\kappa) = 1/r_{\text{нас}}$ , где  $S_{\text{ср}}$  — средняя крутизна, определяемая как отношение амплитуды коллекторного тока 1-й гармоники к амплитуде входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ ;  $S_0$  — определяется как произведение крутизны  $S$  на выходное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ при малом сигнале и низкой частоте;  $\gamma(\theta_\kappa)$  — соответствующий коэффициент расположения косинусоидальных импульсов коллекторного тока;  $r_{\text{нас}}$  — сопротивление насыщения транзистора [38, 39]. Фазовый сдвиг между  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{ос}}$  равен  $\pi$  при условии  $R_{\text{нз}} \ll X_{03}$  и только в этом случае ОС будет положительной для данной схемы АГ (рис. 3.4). Общий коэффициент передачи с учетом (3.1) можно записать:

$$K_0(U, j\omega) = S_{\text{ср}} \frac{R_3 + jX_3}{4r_{\text{вх}} n_\phi^2 + (R_\Sigma + jX_\Sigma)}$$

$$= S_{\text{ср}} \left[ \frac{4n_{\phi}^2 R_3 r_{\text{вх}} + R_3 R_{\Sigma} + X_3 X_{\Sigma}}{(4n_{\phi}^2 r_{\text{вх}} + R_{\Sigma})^2 + X_{\Sigma}^2} - j \frac{4n_{\phi}^2 r_{\text{вх}} X_3 + R_3 X_3}{(4n_{\phi}^2 r_{\text{вх}} + R_{\Sigma})^2 + X_{\Sigma}^2} \right].$$

Отсюда условия самовозбуждения можно найти как условие баланса амплитуд

$$S_{\text{ср}} \frac{4R_3 n_{\phi}^2 r_{\text{вх}} + R_3 R_{\Sigma} + X_3 X_{\Sigma}}{(4n_{\phi}^2 r_{\text{вх}} + R_{\Sigma})^2 + X_{\Sigma}^2} \geq 1$$

и условия баланса фаз

$$4n_{\phi}^2 r_{\text{вх}} X_3 + R_3 X_{\Sigma} = 0.$$

Усилительный элемент можно заменить генератором напряжения, что в случае использования мощных высокочастотных транзисторов нетрудно выполнить, так как обычно  $r_{\text{вх}} \ll R_{3 \text{ вх}}$  входного сопротивления ПТ и  $f_{\alpha} \gg f_p$  — резонансной частоты ПТ. Тогда условия самовозбуждения:

$$S_{\text{ср}} (R_3 R_{\Sigma} + X_3 X_{\Sigma}) > X_{\Sigma}^2 + R_{\Sigma}^2;$$

$$4n_{\phi}^2 r_{\text{вх}} X_3 + R_3 X_{\Sigma} = 0.$$

Так как  $C_{01} \gg C_{03}$  и  $R_{\text{нз}} \simeq r_{\text{вх}} \ll X_{03}$ , эти условия примут вид:

$$S_0 \gamma(\theta_{\text{к}}) \frac{R_3 (R + R_2) + X_3 (X + X_2)}{(R + R_2)^2 + (X + X_2)^2} > 1;$$

$$4n_{\phi}^2 r_{\text{вх}} X_3 + R_3 X_{\Sigma} = 0. \quad (3.2)$$

На входе транзистора АГ следует считать включенным источник тока, так как обычно усредненное входное сопротивление современных транзисторов значительно меньше выходного сопротивления звена ОС ПТ. В связи с этим фазовые соотношения определяются величиной нагрузки, включенной на входе ПТ, собственными потерями и значением усредненного входного сопротивления  $r_{\text{вх}}$ .

Характер изменения фазы напряжения  $U_{\text{ос}}$  вблизи резонанса определяется в основном реактивностью механической системы и членом  $X = 2\pi Z_0 r$ . Частоту автогенерации можно найти из выражения (3.2), учитывая (2.15):

$$\omega_r = \omega_r \left\{ 1 - \frac{(R + R_2) r_{\text{вх}} + 8n_{\text{к}}^2 r_{\text{вх}} + X_2 X_{03}}{2\pi Z_0 X_{03}} \right\},$$

где  $\omega_r = \pi c_{\text{зв}}^E / 2l$ . Данное выражение для режима холостого хода ( $R_{\text{н}} \rightarrow \infty$ ), когда  $R_2 = 0$  и  $X_2 = 0$ , имеет вид:

$$\omega_r = \omega_r \left[ 1 - \frac{(R + 8n_{\text{к}}^2 r_{\text{вх}}) r_{\text{вх}}}{2\pi Z_0 X_{03}} \right],$$

или

$$\omega_r = \omega_r \left[ 1 - \frac{[\pi ab (\rho Y_3^E)^{1/2} + 8c^2 d^3 Y_3^E r_{\text{вх}} Q_{\text{М}}] \omega_r \varepsilon_{33}^T (1 - k_{33}^2)}{2\pi Q_{\text{М}} (\rho Y_3^E)^{1/2}} \right].$$

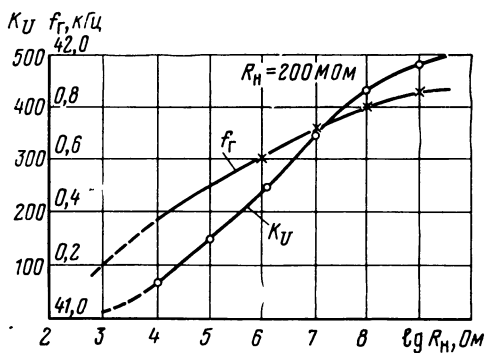


Рис. 3.7. Изменение частоты генерации  $f_g$  и коэффициента передачи  $K_U$  от тока нагрузки АГ ( $E_H=27$  В)

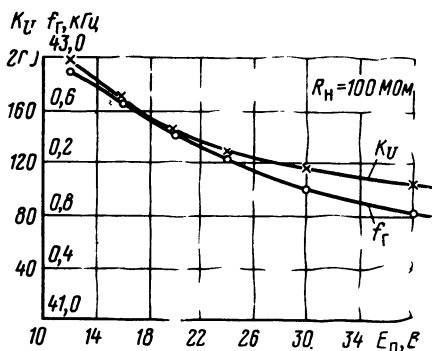


Рис. 3.8. Изменение частоты генерации  $f_g$  и коэффициента передачи  $K_U$  от напряжения питания автогенератора

Таким образом, частота автогенерации несколько сдвинута влево относительно частоты максимума полной проводимости, соответствующей частоте последовательного резонанса ПТ, что приводит к снижению реального коэффициента передачи  $K_U$ . Сдвиг рабочей частоты АГ пропорционален сдвигу резонансной частоты ПТ при изменении сопротивления нагрузки  $R_{H2}$  от 0 до  $\infty$  (рис. 3.7); изменение питающего напряжения также приводит к сдвигу частоты генерации в сторону ее понижения (рис. 3.8).

### 3.2. ФУНКЦИОНАЛЬНО-УЗЛОВОЙ (МОДУЛЬНЫЙ) ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ИВЭП

Одним из основных принципов проектирования современных ИВЭП и систем вторичного электропитания (СВЭП) является их построение на базе ограниченного набора унифицированных функциональных узлов (УФУ) — функциональных модулей нулевого уровня. На основе УФУ можно вести разработку и создавать СВЭП различного назначения в рамках агрегатированного комплекса СВЭП. Хотя модульный принцип известен достаточно давно, однако современный этап его развития характеризуется существенным сокращением числа модулей (в десятки раз) при значительном увеличении их надежности и сокращении расходов на их производство в 2-3 раза и более. Этому способствовало наличие у разработчиков ИВЭП большого числа интегральных схем (ИС) на уровне УФУ. ИВЭП на базе ПТ занимают определенное место в составе современных СВЭП, и существующая тенденция модульного построения ИВЭП может быть распространена и на них. При этом, поскольку уровень разработок как ПТ, так и схемотехнических решений ИВЭП с ПТ на сегодня достаточно высок, можно вполне обоснованно говорить о создании унифицированных рядов ИВЭП с ПТ (низковольтных до  $\leq 30$  Вт, высоковольтных до  $\leq 20$  Вт). При этом ИВЭП с ПТ, построенные по модульному ин-

тегрально-функциональному принципу, при прочих равных условиях, обеспечивают в 2,5-3 раза для низковольтных и в 5—6 раз для высоковольтных ИВЭП улучшенные массогабаритные показатели.

Специфичность основных принципов построения, особенности схмотехнических решений ИВЭП с ПТ, обусловленные специфическими особенностями ПТ, не позволяют в полной мере использовать разработанный комплекс УФУ СВЭП, а требуют особого подхода, разработки собственной номенклатуры УФУ для ИВЭП с ПТ.

Принципы построения ИВЭП с ПТ базируются на реализации в них различных способов управления напряжением ПТ (см. § 2.3). Необходимо отметить, что при всем многообразии используемых в ИВЭП с ПТ способов управления они содержат определенное число типовых узлов. К этим узлам следует отнести: управляемые или синхронизируемые задающие генераторы (ЗГ), формирующие схемы (ФС) сигналов управления, усилители мощности (УМ), регуляторы (Р) с цепями внешней коррекции, фазовые детекторы (ФД) с формирователями входных сигналов, узлы обратной связи (УОС), предусилительные фазоинверсные каскады, регуляторы сетевого напряжения, схемы гальванической развязки, схемы защиты, высоковольтный выпрямитель (схема умножения) с фильтром и др. При этом управляющая часть ИВЭП может быть универсальной и выполненной в виде единой специализированной (гибридной) ИС — управляющего УФУ, объединяющего набор определенных типовых узлов для реализации ряда ИВЭП. Таким образом, унифицированный ИВЭП с ПТ в законченном конструктивном виде представляет собой соединение трех УФУ: выходного — ПТ с выпрямителем и фильтром или с умножителем, управляющего УФУ (управляющая часть ИВЭП с узлом защиты, согласующим узлом) и силового УФУ (регулируемый УМ). Кратко рассмотрим схмотехнические особенности основных типовых узлов ИВЭП с ПТ.

**Генераторы.** Управляемый или синхронизируемый ЗГ (УЗГ или СЗГ) (рис. 3.9) должен обеспечивать устойчивую работу с учетом температурной, нагрузочной нестабильностей ПТ и других возмущающих воздействий, иметь достаточно широкий диапазон рабочих частот и быть технологичным (допускающим интеграцию). Диапазон изменения частоты ЗГ, как правило, составляет  $\pm(4 \dots 5)$  кГц относительно средней (центральной) частоты  $\omega_0 \approx \omega_p$ ; под воздействием управляющего напряжения ЗГ должен изменить частоту в пределах не менее  $9 \dots 10$  кГц.

Управляемые ЗГ (УЗГ) используются в ИВЭП с частотным, дуальными или многомерными способами управления. Принципиально УЗГ может быть выполнен как генератор синусоидальных колебаний по схеме  $RC$ -генератора или по схеме с  $LC$ -контуром. Управление частотой достигается изменением параметров  $RCL$ -цепей. Из-за трудностей интегрального исполнения индуктивности при миниатюризации ИВЭП предпочтение отдается  $RC$ -генераторам. Управление частотой в последних осуществляется изменением напряжения смещения варика-

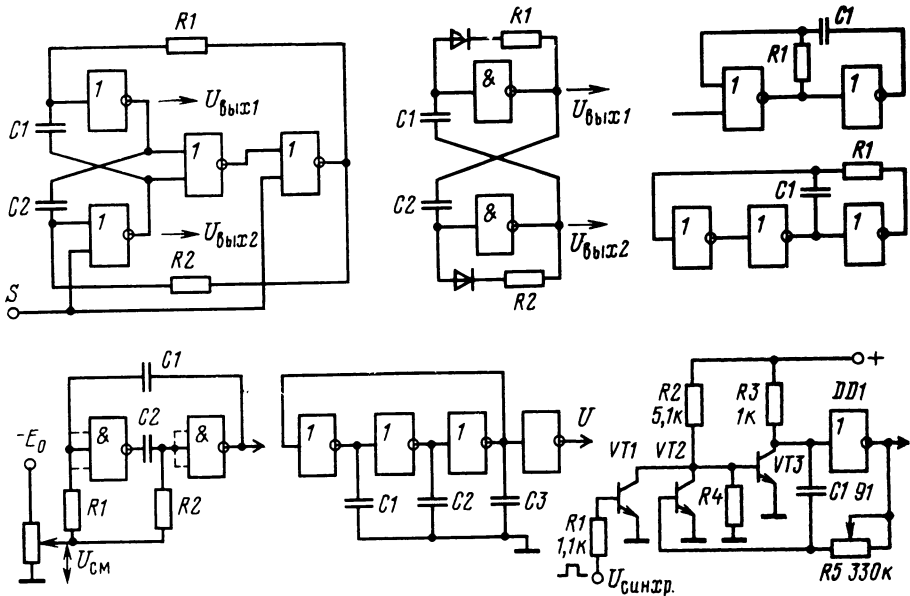


Рис. 3.9. Принципиальные электрические схемы типовых ЗГ

пов. Эти УЗГ строятся на базе операционных усилителей с использованием последовательно-параллельных и мостовых формирующих цепей. При выборе рабочей точки принимается компромиссное решение, так как одновременно необходимо обеспечить стабильность автоколебаний (отсутствие срывов их генерации) и минимум нелинейных искажений, вызываемых нелинейностями типа «насыщение характеристик», «вход-выход» усилителя. Устойчивость работы RC-УЗГ можно повысить применением цепей АРУ (например, на базе УПТ), двух усилителей ОС (один из которых компенсирует затухание RC-цепи).

Генераторы на цифровых ИС представляют собой устройства, аналогичные мультивибраторам с коллекторно-базовыми емкостными связями и с жестким режимом самовозбуждения (рис. 3.9). Частотой в них можно управлять изменением величины одного из частотно-задающих элементов ( $R$  или  $C$ ). Кроме этого, частоту генератора можно менять изменением уровня срабатывания порогового элемента генератора вне зависимости от вида его схемы. В качестве управляемого сопротивления  $R$  используется также либо оптронная пара светодиод фоторезистор, либо канал полевого транзистора (оптроны применяются реже из-за их высокой инерционности), а в качестве управляемой емкости — обратносмещенный  $p-n$ -переход варикапа.

В УЗГ (рис. 3.10,а) изменение частоты осуществляется подачей на вход одного из инверторов напряжения управления  $U_y$ , изменяющего порог компарации, а у двух других (рис. 3.10,б,в) — изменением емкости с помощью варикапа. Схемы УЗГ на ТТЛ-логике обладают невысокой температурной стабильностью и поэтому применяются в ИВЭП, работающих в узком диапазоне температуры внешней среды. При необходимости расширения этого диапазона целесообразно использовать высокостабильный генератор с мостовыми времяза-



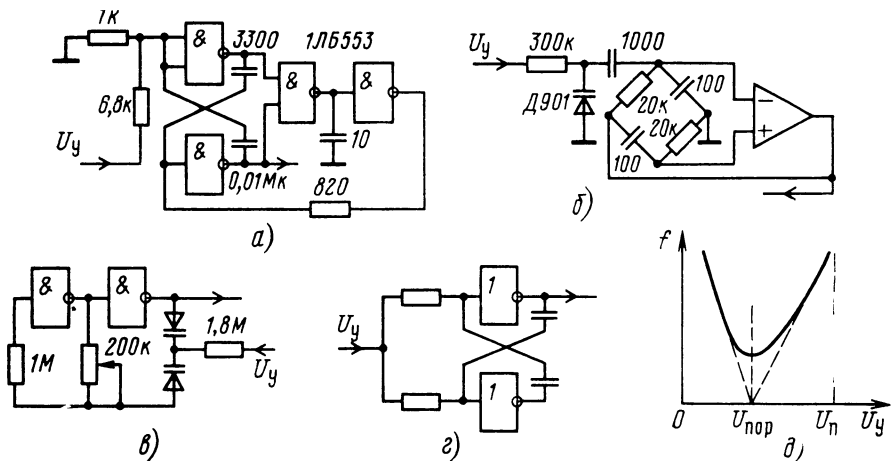


Рис. 3.10. Принципиальные электрические схемы УЗГ

дающими цепями (см. рис. 3.10,б). Недостатком такого генератора является необходимость использования ОУ, требующего двухполярного питания, а также некоторая сложность схемы (на рис. 3.10,б изображен упрощенный вариант без корректирующих цепей и цепей стабилизации амплитуды импульсов). Кроме того, в связи с применением варикапа, обычно имеющего незначительную собственную емкость, для сохранения высокой стабильности по частоте необходимо использовать ОУ с полевым транзистором на входе, так как сопротивления моста имеют значительные номиналы.

Наиболее перспективными следует считать УЗГ, построенные на КМДП-логике. Генератор, представленный на рис. 3.10,в, обладает максимальной простотой, достаточной стабильностью и потребляет мало энергии. Если необходимо на выходе УЗГ получить импульсы со скважностью, равной двум, в схему генератора вводят всего лишь два дополнительных резистора. Частоту такого генератора можно изменять также, если вместо потенциометра включить канал МОП-транзистора. Все описанные генераторы имеют прямую характеристику управления, т. е. при увеличении напряжения управления частота релаксационных колебаний растет.

Особое место среди УЗГ занимает генератор, изображенный на рис. 3.10,г, построенный по схеме мультивибратора на логических инверторах КМДП. Особенность данного генератора заключается в том, что КМДП-инвертор является прибором, управляемым не током, как в ТТЛ-логике, а напряжением. Поэтому при достижении напряжением управления порога срабатывания ячейки  $U_{пор}$  колебания генератора не срываются, как это происходит в УЗГ с ТТЛ-логикой. Характеристика управления (рис. 3.10,д) симметрична относительно порогового напряжения (V-образная характеристика с крутизной 15...20 кГц/В). Генератор позволяет, не изменяя схемы ИВЭП, работать на любом склоне АЧХ ПТ. Недостатком генератора является неустойчивый запуск при включении, а также относительно низкая температурная стабильность при напряжении управления, лежащем в районе порогового значения.

Сравнивая УЗГ синусоидальных и релаксационных колебаний, можно отметить, что наиболее просто реализуются УЗГ релаксационных колебаний на цифровых ИС. Они формируют достаточно прямоугольные импульсы и хорошо согласуются со схемами узлов, формирующих паузу (см. § 3.3). Существенным недостатком таких УЗГ являются сильная зависимость частоты от питающего напряжения и значительная температурная нестабильность. Поэтому высокостабильные УЗГ предпочтительнее строить на операционных усилителях (рис. 3.10,б).

Синхронизируемые ЗГ (СЗГ) используются в ИВЭП с ПТ с амплитудным и фазовым способами управления (входят в состав автогенератора этих устройств). Основным требованием, предъявляемым к СЗГ, является генерирование (вне режима синхронизации) импульсов фиксированной частоты, которая должна поддерживаться достаточно точно, но с возможностью ее перестройки, и выход в режим жесткой синхронизации (без каких-либо задержек) при появлении синхронизирующих импульсов. Такой генератор может быть построен на основе схем, приведенных на рис. 3.9 и 3.10. Рассмотрим, например, работу схемы СЗГ, изображенную на рис. 3.9. До появления синхронизирующих импульсов транзистор  $VT1$  закрыт и релаксатор, составленный из транзисторов  $VT2$ ,  $VT3$  и логического инвертора, генерирует отрицательные импульсы длительностью  $t_{\text{н}} \approx 1$  мкс, определяемой емкостью конденсатора  $C1$  и входным сопротивлением транзистора  $VT2$  с периодом  $T \approx 11$  мкс, определяемым этой же емкостью и потенциометром  $R5$ . При появлении синхронизирующих импульсов положительной полярности транзистор  $VT1$ , соединенный параллельно с  $VT2$ , открывается, и период работы СЗГ становится равным периоду импульсов синхронизации  $T_c$ . При питании стабилизированным напряжением нестабильность СЗГ вполне приемлема в узком диапазоне рабочих температур для ИВЭП с амплитудным и фазовым способами управления.

Усилители мощности. Характерной особенностью УМ, применяемых в схемах ИВЭП с ПТ, является их работа на реактивную, преимущественно емкостную нагрузку. Для маломощных ИВЭП (до 1 Вт) возможно применение однотактных усилителей мощности (рис. 3.11,а); при более высокой мощности такие УМ становятся неэкономичными. Поэтому применяются двухтактные усилители мощности, построенные по полумостовой (рис. 3.11,б) или мостовой (рис. 3.11,в) схемам. Схемы (рис. 3.11,б, в) являются равноправными; различие заключается в том, что у мостовой схемы действующее значение напряжения возбуждения ПТ вдвое выше и необходимо управлять сразу двумя диагональными транзисто-

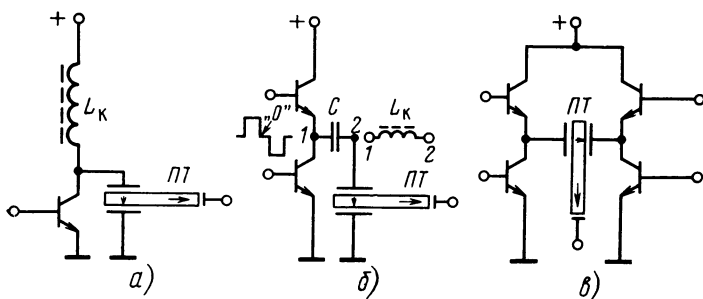


Рис. 3.11. Принципиальные электрические схемы УМ

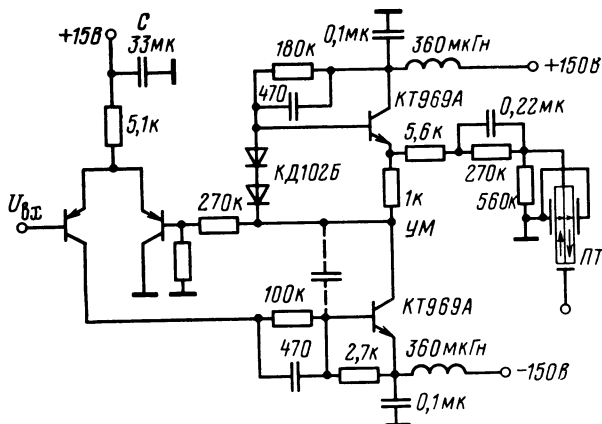


Рис. 3.12. Принципиальная электрическая схема УМ

рами. При питании УМ относительно низким напряжением (например, от сети 27 В) ПТ можно подключить (рис. 3.11,б) либо непосредственно через разделительный конденсатор  $C$ , либо через компенсирующую индуктивность  $L_k$ , настроенную в резонанс с входной емкостью ПТ. Причем в последнем случае из-за резонанса напряжения в этой цепи с выхода ПТ можно снимать большую мощность. Вариант практической схемы УМ показан на рис. 3.12.

При питании ПТ через УМ с  $L_k$  (см. рис. 3.11,б) от выпрямленного сетевого напряжения ( $U_{\text{п}}=220$  В) ввиду преимущественно емкостного характера сопротивления ПТ, на транзисторах УМ рассеивается значительная пиковая мощность. Это может привести к преждевременному выходу из строя транзисторов. Для устранения этого желательно использовать выходную цепь УМ, изображенную на рис. 3.13 [25, 69]. При закрывании, например, транзистора  $VT_1$ , ток  $i_C$  через конденсатор прерывается, а ток катушки индуктивности  $i_L$  поступает на ПТ. К моменту открывания внешним импульсом транзистора  $VT_2$  напряжение на нем близко к нулю. Для исключения протекания «обратных» токов через транзисторы УМ в схему введены диоды «обратного» тока  $VD_1$ ,  $VD_2$ , шунтирующие транзисторы. В результате пиковое значение мощности, рассеиваемой транзисторами, уменьшается примерно в 15 раз. Недостатком этой схемы УМ является необходимость применения катушки индуктивности, через которую протекает относительно большой ток.

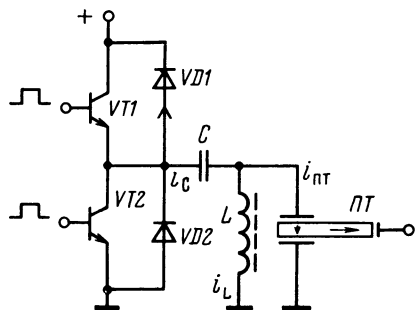


Рис. 3.13. Каскад УМ-ПТ

В качестве УМ (при  $U_{\text{м}} < 100$  В) может быть использован мостовой триггер с транзисторами разной структуры (в противоположных плечах моста). Базовые резисторы обеспечивают условия насыщения транзисторов и вводят положительную ОС, благодаря чему переключение схемы из одного устойчивого состояния (ток проводит одна пара диагонально расположенных транзисторов) в дру-

гое происходит лавинообразно. Это делает опасный режим «сквозных» токов принципиально неустойчивым и обеспечивает минимальные потери в транзисторах при переключении. Кроме того, для управления устройством (благодаря ПОС) можно использовать один из его транзисторов, на вход которого может подаваться напряжение непосредственно с выхода генератора синусоидальных колебаний (без предварительного формирования прямоугольных импульсов).

При питании от низких входных напряжений интерес могут представлять двухтактные УМ с последовательным управлением. В них можно применять транзисторы одинаковой структуры при несимметричном однотактном возбуждении. Это могут быть каскады с ведущими транзисторами по схеме ОЭ и противофазным возбуждением ведомого транзистора напряжением, образующимся на резисторе, включенном в цепь коллектора ведущего транзистора; с ведущим транзистором по схеме ОК (обеспечивается большое входное сопротивление каскада) и ведомым транзистором по схеме ОЭ. Недосток таких каскадов состоит в том, что они не позволяют работать в ключевом режиме. В ИВЭП с питанием от сети 220 В практически возможен только импульсный режим работы УМ, что делает предпочтительным применение схем УМ с трансформаторным входом.

Для мостовой и полумостовой схем УМ, в особенности питающихся повышенным напряжением, для исключения возникновения режима «сквозных» токов при переключениях включение очередного транзистора (или пары транзисторов для мостовой схемы) должно осуществляться с некоторой задержкой по отношению к моменту запирающего предыдущего транзистора на время, несколько большее времени рассасывания зарядов неосновных носителей в базах, т. е. должна присутствовать «ступенька — пауза» в напряжении управления УМ («0» на рис. 3.11,б).

Предварительные каскады усилителей мощности для однотактных УМ строятся по схемам импульсных усилителей. Для двухтактных УМ чаще всего применяют наиболее простые, надежные и универсальные трансформаторные предусилители на базе малогабаритных импульсных трансформаторов (типа ТИМ). Такие предусилители позволяют обеспечить согласование выходного сопротивления фазоинверсного каскада и сопротивления входной цепи УМ. Питание предусилителя при сетевом варианте ИВЭП можно осуществить от дополнительного источника, от которого питаются остальные узлы схемы, по трансформаторной схеме, для питания как полумостового, так и мостового УМ (рис. 3.14,а—г). Простой однострансформаторный предусилитель (рис. 3.14,а) не обеспечивает надежного запирающего обоих транзисторов УМ в течение «ступеньки-паузы», и поэтому его нецелесообразно применять в ИВЭП с относительно большой выходной мощностью. Двухтрансформаторный предусилитель (рис. 3.14,б) свободен от этого недостатка. На транзисторы предусилителя необходимо подавать две последовательности прямоугольных импульсов, сдвинутых один относительно другого на половину периода рабочей частоты  $f_0$  и меньших половины периода на время «ступеньки-паузы». Резистор  $R$  (см. рис. 3.14,б) позволяет регулировать ток базы мощных транзисторов УМ.

В качестве предоконечного каскада могут использоваться фазоинверсный каскад с предварительной нагрузкой (рис. 3.14,д), фазоинверсный каскад с эмиттерной связью (рис. 3.14,е), фазоинверсные каскады с инвертирующим транзистором (рис. 3.14,ж, з). Усилитель рис. 3.14,б по сравнению со схемой рис. 3.14,д обеспечивает большую симметрию выходных противофазных напряжений, равенст-

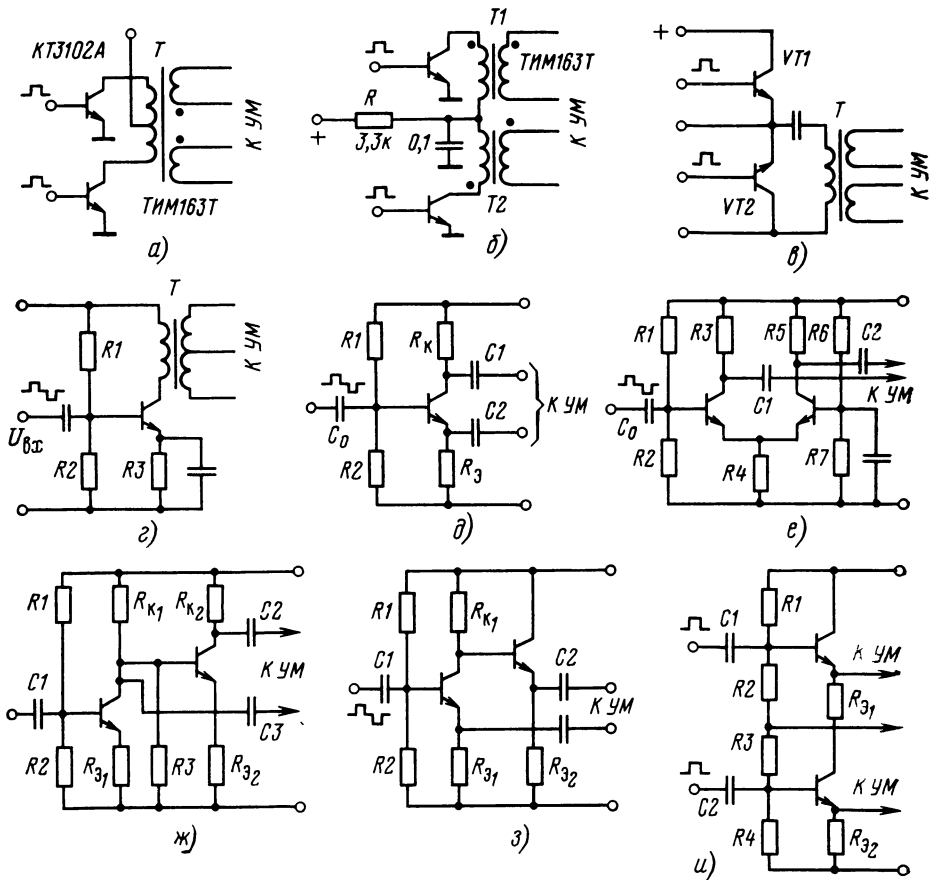


Рис. 3.14. Предварительные усилители мощности

во выходных сопротивлениях и стабильность коэффициента усиления. На рис. 3.14, ж, з показаны двухкаскадные схемы ОЭ с непосредственной связью (второй каскад должен иметь коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице). В рассмотренных схемах (рис. 3.14, г—з) используются транзисторы одной структуры. Входной сигнал в них поступает на один вход; разделение фазы происходит в предоконечном каскаде. В предусилителях (рис. 3.14, а, б, в, и), работающих в импульсном режиме, используются независимые каналы усиления отдельно для каждой фазы, что оказывается удобным в случае применения УЗГ с двумя выходами (типа мультивибратора) или УЗГ совместно с формирующим устройством.

Формирующие устройства предназначены для формирования последовательностей импульсов, необходимых для нормальной работы предусилителя (рис. 3.15). Устройство, схема которого изображена на рис. 3.15, а, предназначено для работы с задающим генератором, вырабатывающим импульсы с частотой, равной удвоенной рабочей частоте ПТ. Выходные импульсы задающего генератора

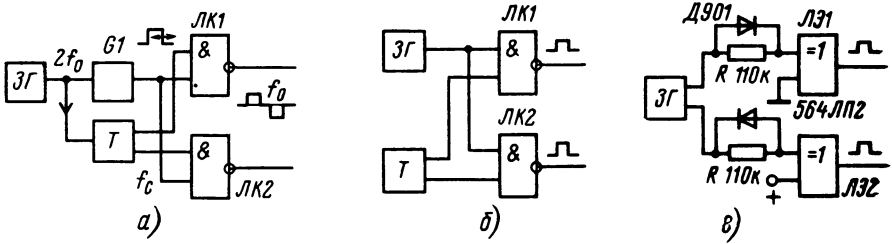


Рис. 3.15. Формирующие устройства

ЗГ поступают на счетный триггер  $T$  и ждущий мультивибратор  $G1$ . Счетный триггер формирует импульсы типа «меандр» рабочей частоты, а ждущий мультивибратор формирует импульс, равный по длительности «ступеньке-паузе». Оба сигнала поступают на логические ключи ЛК, которые формируют необходимую последовательность импульсов. В устройстве возможно совмещение функций элементов ЗГ и ЖМВ, для чего генератор ЗГ выполняют несимметричным так, чтобы в одном из полупериодов формировалась длительность «ступеньки-паузы» (рис. 3.15,б). Наиболее простым формирующее устройство получается при использовании КМДП-логики (рис. 3.15,в). В этом случае используются всего два универсальных логических элемента (ЛЭ), реализующих функцию «исключающее ИЛИ». Первый из элементов (ЛЭ1) работает в режиме повторителя (один из входов заземлен) с задержкой по отрицательному фронту, элемент ЛЭ2 — в режиме инвертора (один из входов соединен с источником питания) с задержкой по положительному фронту входного напряжения. Задержка осуществляется с помощью  $RC$ -цепей, составленных резисторами  $R$  и входной емкостью каждой ячейки. Задающий генератор в этом случае вырабатывает прямоугольные импульсы типа «меандр» с частотой, равной резонансной частоте ПТ.

**Фазовые детекторы** используются в пьезополупроводниковых ИВЭП для формирования фазового сигнала ошибки, а также для определения резонансной частоты ПТ. Определение резонансной частоты возможно благодаря специфической особенности фазочастотной характеристики ПТ, а именно фазового сдвига  $\Delta\varphi$  между входным и выходным переменными напряжениями менять знак на частоте резонанса, т. е. при  $\Delta\varphi = 0$   $f = f_p$ . На рис. 3.16 изображены две схемы выявления фазового сдвига, включающие детектор с компаратором.

В схеме (рис. 3.16,а) ФД выполнен на двух диодах и трансформаторе; компаратор — на операционном усилителе. Введение в схему потенциометра  $R_n$  позволяет регулировать порог компарации, что важно при настройке схемы. Недостатком такой схемы является необходимость использования трансформатора, а

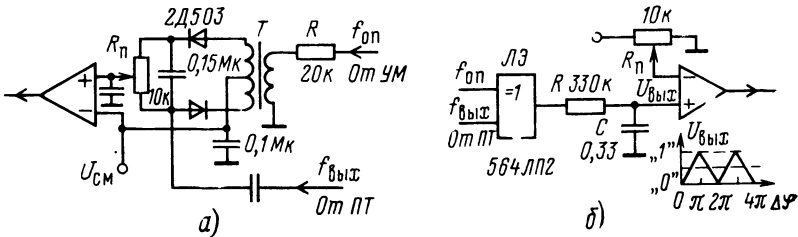


Рис. 3.16. Фазовые детекторы

также критическая взаимосвязь уровней опорного ( $f_{оп}$ ) и выходного ( $f_{вых}$ ) сигналов. Кроме того, ФД по данной схеме лучше всего работает, если входные сигналы с частотами  $f_{оп}$  и  $f_{вых}$  имеют синусоидальный вид.

Схема рис. 3.16,б свободна от указанных недостатков, применима при реализации ИВЭП в гибридно-интегральном исполнении. К ее недостаткам следует отнести необходимость преобразования входных сигналов ( $f_{оп}$ ,  $f_{вых}$ ) в прямоугольные импульсы (типа «меандр»), т. е. требуются входные формиратели. Кроме того, при отсутствии входных сигналов ( $f_{оп}$  или  $f_{вых}$ ) на RC-фильтре ФД присутствует постоянное напряжение, что может вызвать затруднения при реализации ИВЭП. Принцип работы данного ФД основывается на использовании таблиц истинности логического элемента «исключающее ИЛИ». Потенциометр  $R_{п}$ , как и в предыдущей схеме, необходим для регулировки по фазе в незначительных пределах порога компарации.

Недостатком описанных схем фазовых детекторов является необходимость предварительного сдвига одного из входных напряжений, например с помощью интегрирующей RC-цепи, на угол, равный  $90^\circ$ , так как середина передаточной характеристики  $U_{вых} = f(\Delta\varphi)$  «выходное напряжение ФД — фаза» соответствует именно этому значению фазового сдвига (рис. 3.16,б). Сквозность импульсов на выходе ЛЭ при  $\Delta\varphi = \pi/2$  равна 2; при изменении  $\Delta\varphi = 0, \dots, \pi$ , сквозность импульсов изменяется от 0 до  $\infty$  (при  $\Delta\varphi = \pi$   $U_{вых} \equiv \ll 1 \gg$ ).

Регуляторы (Р) предназначены для выявления рассогласования выходного напряжения с уровнем заданного (опорного) и формирования сигнала управления для регулирующего элемента в соответствии с принятым законом управления, обычно пропорционально-интегрально-дифференциальным (ПИД). Функционально Р состоит из двух узлов — элемента сравнения (балансного каскада) и собственно регулятора. Обычно регулятор Р выполняют на базе операционного усилителя (ОУ), где эти узлы в нем совмещены. Закон управления формируется посредством внешних цепей коррекции. Основными требованиями, предъявляемыми к регуляторам в высокоточных ИВЭП является значительный коэффициент усиления, а также высокое входное сопротивление (для высоковольтных ИВЭП). Этим требованиям удовлетворяет большинство ОУ. Немаловажным для регуляторов является температурная и временная стабильность их параметров, а также малый ток потребления. Особенно жесткие требования предъявляются к регуляторам высоковольтных ИВЭП. В них ток нагрузки обычно незначителен (0,01 ... 10 мА), поэтому прецизионный делитель цепи ООС для повышения экономичности и максимального использования ПТ необходимо рассчитывать на ток, меньший в 10—20 раз номинального тока нагрузки ИВЭП (в зависимости от требований ток делителя может составлять десятки-сотни микроампер). Поскольку к нижнему плечу делителя подключается один из входов регулятора, то его входной ток (у высокоточных ИВЭП) должен быть минимум в 100 раз меньше тока делителя (в лучшем случае составлять десятые доли микроампер). Операционные усилители на биполярных транзисторах не могут обеспечить таких токов. Здесь применимы лишь ОУ с полевыми транзисторами (канальными или с  $p-n$ -переходом) на входе. Другим немаловажным требованием, предъявляемым к регуляторам, является параметрическая и схемная защищенность по отношению к внешним воздействиям электромагнитного поля (такое относительно слабое поле присутствует в непосредственной близости у высоковольтных ПТ). Это достигается в первую очередь экранированием корпуса ОУ, введением фильтрующих емкостей по входу, а также введением интеграль-

ной составляющей в закон управления. Практическая схема регулятора с пропорционально-интегрально-дифференциальным законом управления изображена на рис. 3.17.

Ряд схемотехнических особенностей имеют и другие типовые узлы пьезоэлектронных ИВЭП. В частности, в схемах гальванической развязки могут быть использованы дополнительные ПТ, электромагнитные трансформаторы (в связи с высокой частотой работы ПТ они имеют малые габариты), оптроны. Применение электромагнитных трансформаторов не всегда желательно, особенно в высоковольтных ИВЭП. Дополнительные ПТ из-за расхождения их АЧХ неэффективны. Применение варикапов и оптронов также не всегда желательно, а в высоковольтных ИВЭП и не всегда возможно. Поэтому более эффективно применение ПТ с отдельной парой выходных электродов. Если это не осуществимо (как у высоковольтных трехэлектродных ПТ), то достигают развязки по цепям обратной связи, как уже отмечалось выше.

Схемы регуляторов сетевого напряжения, устройств защиты и питания внутренних цепей ИВЭП с ПТ имеют мало отличий от аналогичных известных схем, применяемых, например, в ИВЭП с электромагнитными трансформаторами. Так, в ИВЭП с ПТ устройство защиты «сквозных» токов во избежание выхода транзисторов УМ из строя должно реагировать даже на единичные импульсы сквозных токов. Обычно это достигается установкой триггера защиты, срабатывающего от импульса сквозных токов и отключающего ИВЭП (УЗГ). Этот же триггер может служить защитой и от ряда других неисправностей ИВЭП. Другим вариантом являются защита ИВЭП с применением автоматического повторного включения (АПВ) на базе триггерных устройств: отключение при первом токовом импульсе, превышающем допустимую норму, и АПВ через заданный интервал времени с последующим окончательным отключением при наличии сигнала неисправности на входе схемы защиты. Возврат схемы в исходное состояние после снятия неисправности осуществляется, например, с помощью пусковой кнопки.

**Центральный УФУ** — функциональный управляющий модуль (УФМ). Он должен обеспечивать широкий диапазон частот задающего генератора  $f_{УЗГ}$ , работу в составе ИВЭП, разнополярных по напряжению на выходе, регулировку  $U_{\text{вых}}$ , работу с типовыми схемами УМ, возможность применения перспективных способов управления напряжением ПТ. ИВЭП с УФМ должны отвечать требованиям по экономичности, надежности, удельным массогабаритным показателям. УФМ, позволяющий реализовать в ИВЭП дуальный и многомерный нелинейные взаимосвязанные способы управления по трем координатам ПТ ( $A_{\text{в}}$ ,  $f_{\text{в}}$ ,  $\varphi_{\text{в}}$ ), выполняется на одной плате (подложке) по тонкопленочной гибридной технологии (размеры подложки  $24 \times 36$  мм). Модуль включает в себя ПИД-регулятор, УЗГ, формирователь логических управляющих сигналов для предварительного УМ, предварительный УМ по схе-

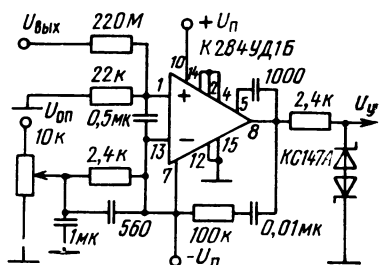


Рис. 3.17. Схема ПИД-регулятора



ме двухтактного УМ с открытым коллектором (допускающей сопряжение с любым типом УМ), формирователь (корректор фазы) фазового сигнала, фазовый детектор, аналоговые ключи и источник опорного напряжения. Модуль работает по принципу фазочастотного управления (см. § 2.3); рабочая точка выводится на резонансную частоту ПТ с максимально возможной скоростью, и ее значение отслеживается в процессе дрейфа АЧХ ПТ от тока нагрузки, температуры и т. д. При этом в зоне малых отклонений напряжения  $U_{\text{вых}}$  от заданного значения обеспечивается частотное управление и стабилизация  $U_{\text{вых}}$  по сигналу регулятора. Процесс взаимосвязанной работы фазового и частотного управления осуществляется автоматически, без переключений, что предопределяет высокие качественные показатели ИВЭП в целом. При этом во всех режимах работы замена ПТ с разбросом по частоте  $f_p$  до  $\pm 15\%$  от  $f_{p0}$  не требует подстройки УФМ. На основе УФМ можно строить ряды высоковольтных и низковольтных ИВЭП с ПТ, варьируя только набор силовых и выходных модулей. Реализованные высоковольтные ИВЭП на базе УФМ ( $U_{\text{вых}}=15$  кВ,  $I_n \leq \leq 300$  мкА) при не очень жестких требованиях к КПД ( $\geq 40\%$ ) обеспечивают регулировку напряжения  $U_{\text{вых}}$  от 4 до 15 кВ, работоспособны в интервале температур от  $-60 \dots +70^\circ \text{C}$  и, по существу, являются универсальными ИВЭП.

### 3.3. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ И НИЗКОВОЛЬТНЫЕ ИВЭП

Реализация ИВЭП с амплитудным управлением требует, как правило, применения автогенераторов с ПТ в качестве частотно-задающего элемента (см. § 3.1). Однако при использовании высоковольтных и низковольтных ПТ (например, ТПЭН, ТПЭТ), у которых отсутствует секция ОС, построение таких схем затруднено. Поэтому из одномерных способов управления чаще других применяется частотный способ.

Недостатками ИВЭП с частотным управлением является низкая устойчивость, возможность выхода схемы ИВЭП из режима стабилизации из-за инверсии управления (см. § 2.3). Обычно это проявляется при действии сильных возмущений, когда имеет место дрейф АЧХ и ФЧХ ПТ, например, при токах нагрузки много больших или много меньших номинальных и широком изменении температуры внешней среды.

В связи с использованием в РЭА цветных дисплеев требуются ИВЭП с переключением номиналов выходного высоковольтного напряжения, например  $U_{\text{вых1}}=6$  кВ,  $U_{\text{вых2}}=10$  кВ,  $U_{\text{вых3}}=15$  кВ. При этом суммарная нестабильность  $\sum \delta U_{\text{вых}}$  каждого из номиналов должна быть не более  $\pm 5\%$ , а относительно друг друга с учетом пульсаций напряжения не должны отличаться более чем на  $\pm 0,1\%$ . Если требуемая мощность превышает 20 ... 25 Вт, например, 35 ... 45 Вт, то для создания ИВЭП можно использовать последовательное, параллельно-последовательное или параллельное соединения ПТ (рис. 3.18). Соединение по схеме (рис. 3.18,а) поз-

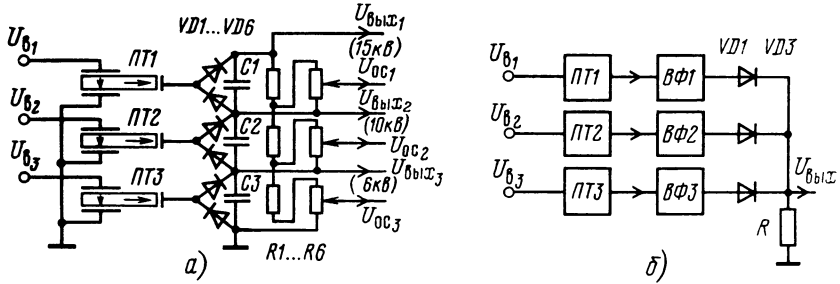


Рис. 3.18. Схемы соединения ПТ

воляет суммировать мощности ПТ на выходе; при выходной мощности  $P_{\text{вых}} = 45$  Вт мощность каждого ПТ не превышает 18...20 Вт. Источники с ПТ в этой схеме соединены последовательно, их напряжения складываются, а токи  $I_i \approx I_H \approx \text{const}$ . Последовательное включение высоковольтных делителей упрощает в целом схемотехнику ИВЭП при выполнении требований к суммарной нестабильности  $\Sigma \delta U_{\text{вых}}$ . При импульсном характере тока нагрузки (например,  $I_{H \text{ max}} = 2$  А,  $\tau_H = 2 \dots 5$  мкс,  $\Delta I_H = 0 \dots 3$  кГц) и выходу ИВЭП целесообразно параллельно нагрузке  $R_H$  подключать накопительный конденсатор  $C_H$ . Если конденсатор  $C_H$  в течение  $\tau_H$  разряжается по линейному закону на  $R_H$ , то его емкость приближенно можно определить по формуле  $C_H \approx I_H \tau_H / \Delta U_H$ , где  $\Delta U_H \approx \Sigma \delta U_{\text{вых}}$ ,  $U_{\text{вых H}} \approx 0,05 U_{\text{вых н}}$ . При этом необходимо учитывать, что конденсаторы  $C1 \dots C3$  (см. рис. 3.18,а) могут также использоваться в качестве накопительных емкостей с учетом их последовательного соединения. В целом ИВЭП будет представлять собой соединение трех, например, частотно-управляемых ИВЭП, работающих каждый со своим ПТ (рис. 3.18).

На рис. 3.19 изображена практическая схема выходного высоковольтного блока ИВЭП. Особенностью его является использо-

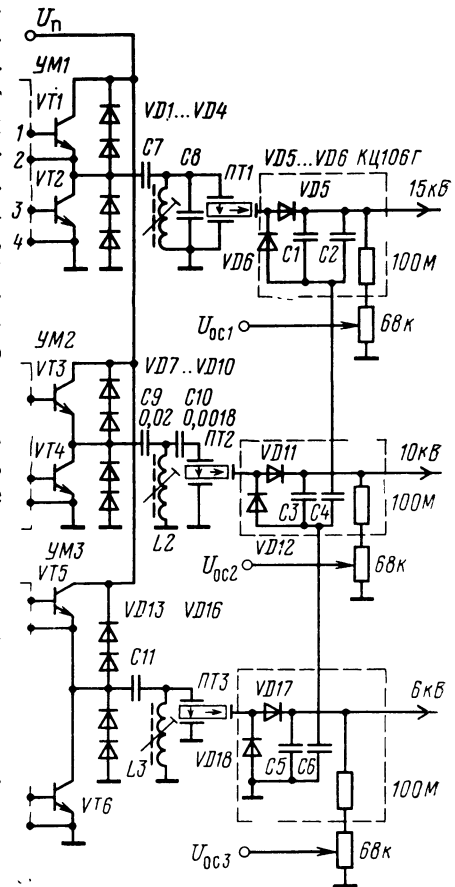


Рис. 3.19. Принципиальная электрическая схема выходного высоковольтного блока ИВЭП

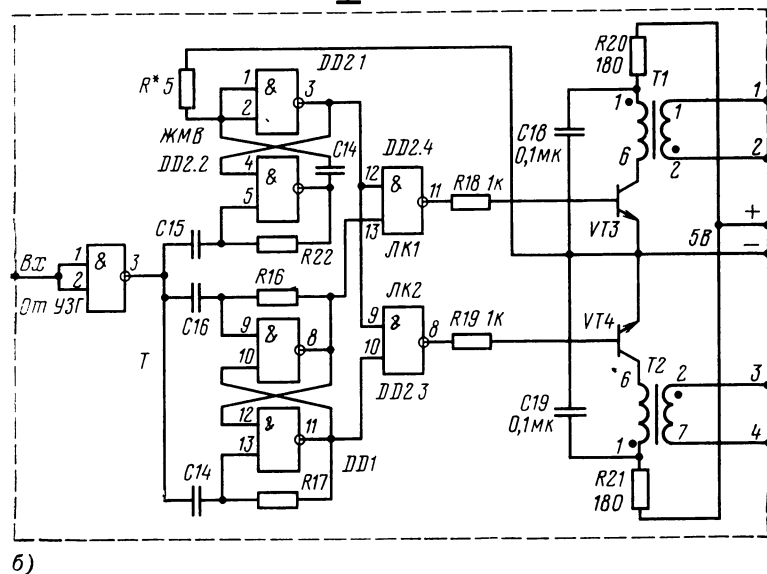
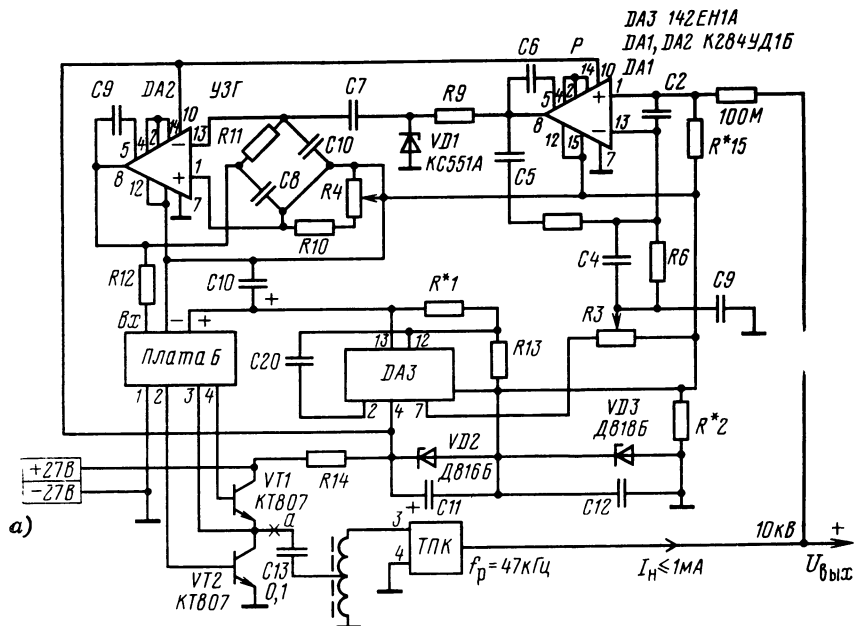


Рис. 3.20. Принципиальная электрическая схема ИВЭП с частотным способом управления

вание делителей в цепи ОС. В высоковольтных ИВЭП фактически осуществляется стабилизация напряжения ОС  $U_{ос}$ , т. е.  $U_{вых}$  ИВЭП стабилизируется косвенно через напряжение  $U_{ос}$ . Поэтому в делителях ОС должны использоваться высокостабильные пре-

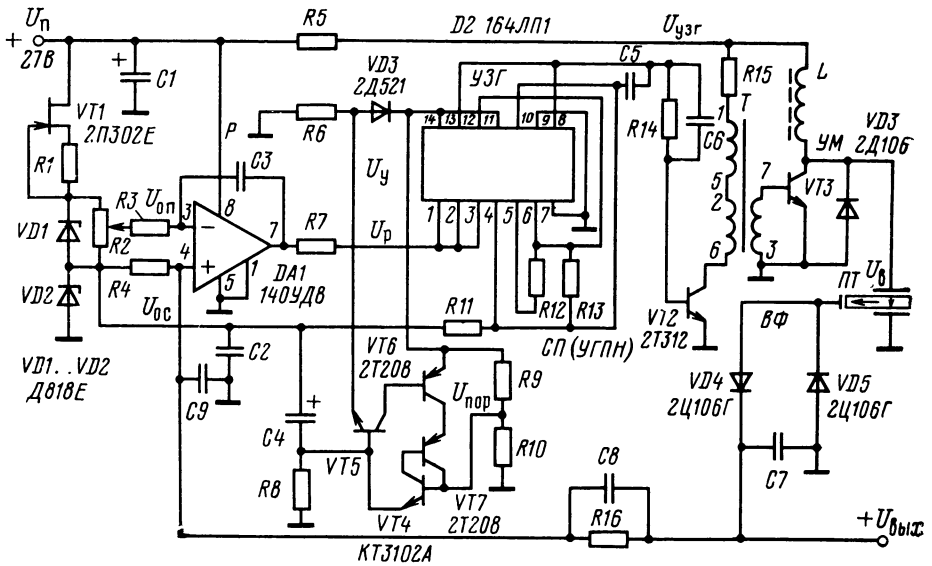


Рис. 3.21. Принципиальная электрическая схема ИВЭП с адаптацией

цизионные резисторы с минимально возможными значениями паразитной емкости и индуктивности для исключения их влияния на сигнал обратной связи и чтобы  $U_{oc} = k_d U_{oc}$  как в статическом, так и динамическом режимах. В противном случае стабилизация напряжения  $U_{вых}$  по  $U_{oc}$  будет характеризоваться статической и динамической погрешностью. Для исключения влияния на динамику ИВЭП делитель ОС может быть частотно-компенсированным.

На рис. 3.20 приведен в качестве примера один из вариантов ИВЭП с частотным способом управления (см. § 2.3). Регулятор построен на ИС DA1, а УЗГ — на DA2 (с мостовыми времязадающими цепями). Схема формирования «ступеньки-паузы» и предусилитель УМ показана на рис. 3.20,б.

На рис. 3.21 представлен один из вариантов ИВЭП с частотно-поисковым способом управления [25, 71]. Источник опорного напряжения (ИОН) выполнен на полевом транзисторе VT1 и стабилитронах VD1, VD2; регулятор — на микросхеме DA1 (ПИД-закон формируется с помощью цепи R3C3). Компенсированный делитель ОС R4R16C8C9 формирует сигнал  $U_{oc}$  на неинвертирующем входе DA1. Схема поиска СП (транзисторы VT4... VT7, конденсатор C4, резисторы R8... R10) представляет собой управляемый генератор пилообразного напряжения (УГПН), собственно генератор построен на элементах VT7, VT4, C4, R8... R10 (VT7, VT4 включены по схеме аналога однопереходного транзистора). Управление ГПН сигналом  $U_p$  регулятора P осуществляется через транзисторы VT5 и VT6. При  $U_p < U_{пор}$  ( $U_{пор}$  — напряжение,

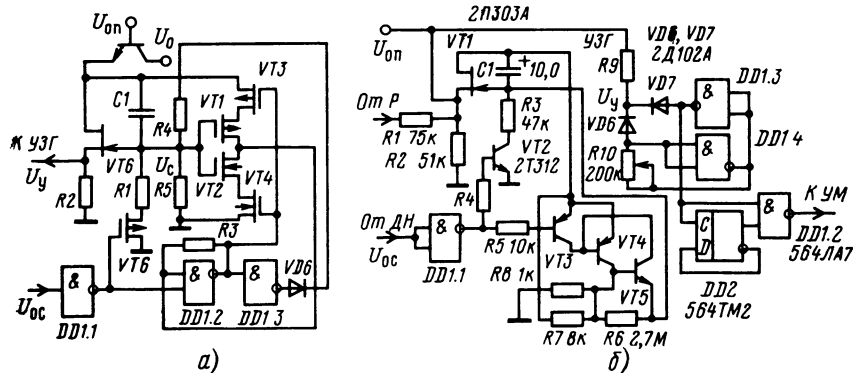


Рис. 3.22. Принципиальные электрические схемы поиска ИВЭП с адаптацией

снимаемое с делителя  $R9R10$ ,  $VT5$  открыт, работает как эмиттерный повторитель и напряжение на входе УЗГ  $U_y$  изменяется, как и на конденсаторе  $C4$ , по квазипилообразному закону. При  $U_p > U_{пор}$   $VT5$  закрыт, ГПН не работает, и напряжение на входе УЗГ  $U_y$  повторяет напряжение  $U_p$ .

Схемы ИВЭП с адаптацией имеют много вариантов, отличающихся исполнением СП, УЗГ, Р, УМ. В качестве примера на рис. 3.22 приведены варианты схем поиска СП. Схема (рис. 3.22,а) подробно описана в [25]. На рис. 3.22,б показана схема СП с переменной скоростью на базе аналога однопереходного транзистора ( $VT4, VT5$  с частотно-задающей цепью  $C1R3$ ). Квазипилообразное напряжение конденсатора  $C1$  является управляющим и через истоковый повторитель ( $VT1$ ) управляет УЗГ. УЗГ на базе двух инверторов  $DD1.3$  и  $DD1.4$  через  $D$ -триггер (делит частоту  $f_{зг}$  на два) и ячейку  $DD1.2$  управляет УМ. Схема работает, если  $VT2$  открыт, а  $VT3$  — закрыт; управление их работой осуществляется через резисторы  $R4, R5$  с помощью ячейки  $DD1.1$ . При  $U_p < U_{пор}$  ( $U_{пор} \leq U_{оп}/2$ ) у  $DD1.1$  на выходе логическая 1, и от СП на УЗГ поступает напряжение  $U_y$  с транзистора  $VT1$ ; при  $U_p > U_{пор}$  СП отключается и работой УЗГ управляет регулятор  $P$ . Следует отметить, что в этих ИВЭП режимы поиска (адаптации) включаются эпизодически, лишь при нарушении режима стабилизации. Поиск АЧХ ПТ и переход в режим стабилизации осуществляются с дискретно- или функционально-переменной скоростью. Вне зоны АЧХ ПТ поиск ведется с максимально возможной скоростью, а в зоне рабочих частот АЧХ со скоростью, близкой к минимально допустимой.

В режиме поиска при линейном изменении частоты  $\omega_b(t) = \omega_n + \lambda t$   $U_b(t) = A_b \cos(\omega_n t + \lambda t^2/2)$ , где  $\lambda = d\omega_b/dt \approx (\omega_k - \omega_n)/T_n$ ;  $T_n$  — время поиска. Отсюда  $T_n = (\omega_k - \omega_n)/\lambda$ ;  $T_n$  минимально, если  $\lambda = \lambda_{кр} \leq \omega_p^2 \Delta F / 8Q^2_{эф}$ , т. е.  $T_{n \min} \approx \Delta\omega_{зп} / \omega_p^2 \Delta F 8Q^2_{эф}$ , где  $\Delta F$  — сдвиг максимума динамической АЧХ ПТ по отношению к статической;  $\Delta\omega_{зп} = \omega_k - \omega_n$  — полоса частот в зоне поиска. Величина

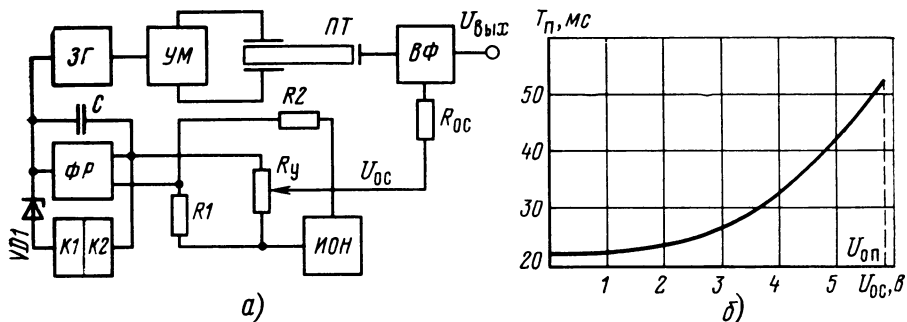


Рис. 3.23. Принципиальная электрическая схема ИВЭП с функциональным регулятором

$\lambda_{кр}$  определяет возможность захвата АЧХ ПТ и исключает «проскакивание» АЧХ [25]. Поиск в ИВЭП с ПТ осуществляют со стороны рабочего (обычно правого) или нерабочего склона АЧХ; возможен и двусторонний поиск.

Левая и правая ветви статической АЧХ ПТ обычно не симметричны, и в первом приближении АЧХ может быть аппроксимирована (с точностью до постоянного множителя) следующим выражением:  $K \approx [(1 + x/2Q_{эф})(1 + jx)]^{-1}$ , где  $x = 2Q_{эф} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$  — обобщенная расстройка [32]. Реальная и рассчитанная по этой формуле характеристики хорошо совпадают; погрешность расчетов, особенно на правом (рабочем) склоне достаточно мала (около 1%). Параметры, определяющие динамическую АЧХ, зависят от скорости изменения частоты  $\lambda$  [25, 32, 36], в частности смещения максимума АЧХ по частоте

$$\Delta F = \frac{4\lambda(2Q_{эф}/\omega_r)^2 - 1/Q_{эф} - 1/2Q_{эф}^2\lambda(2Q_{эф}/\omega_r)}{2 - 1/2Q_{эф}^2 + 2(\lambda/Q_{эф})(2Q_{эф}/\omega_0) + (6/Q_{эф})\lambda(2Q_{эф}/\omega_0)^2}$$

При значении  $Q_{эф} \geq 10^2$  и  $\omega_r > 10^4$  смещение составит  $\Delta F \approx 2\lambda \times (2Q_{эф}^2/\omega_r)$ , т. е. смещение максимума такое же, как и для последовательного RLC-контура, т. е.  $K_n = 1/(1 + jx) = Q_{эф}/(1 + jx)$  [44]. Относительное изменение высоты (амплитуды) максимума АЧХ можно найти с точностью до  $\lambda^2$  из выражения:  $\Delta K \approx 16\lambda^2 \times (Q_{эф}/\omega_r)^4$ . Приращения относительно ширины полосы пропускания  $\Delta\omega_n^a - \Delta\omega_n^c$  и смещение центра полосы пропускания для динамической АЧХ относительно  $x=0$  имеют вид:

$$\Delta\omega_n^a - \Delta\omega_n^c = 40\lambda^2(Q_{эф}/\omega_r)^4; \quad (\Delta\omega_n^a + \Delta\omega_n^c)/2 = \lambda(2Q_{эф}/\omega_r)^2.$$

Таким образом, параметры динамической АЧХ в первом приближении пропорциональны первой или второй степени  $\lambda$ .

На рис. 3.23,а для примера приведена схема ИВЭП с адаптацией [42], состоящая из канала частотного управления с функциональным регулятором (ФР) и двух транзисторных ключей К1,

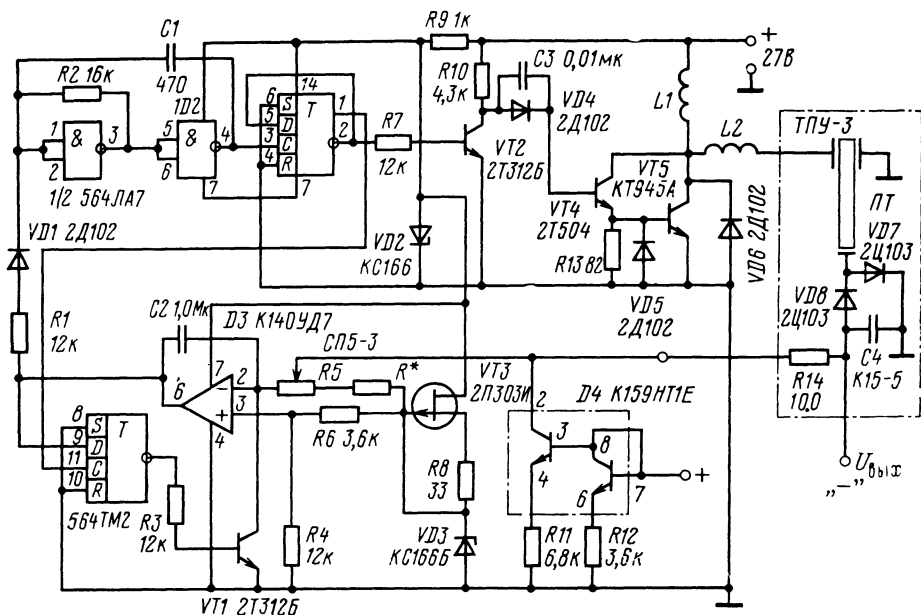


Рис. 3.24. Принципиальная электрическая схема ИВЭП типа ППВ-1

**К2.** При включении ИВЭП ФР работает как генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН). Вырабатываемые им импульсы ограничены как по верхнему, так и по нижнему уровням (напряжением срабатывания порогового элемента  $VD1$  и напряжением на резисторе  $R_y$  — смещение нуля операционного усилителя ФР). Таким образом, диапазон девиации частоты ограничен частотами  $f_1$  и  $f_2$ . При появлении напряжения  $U_{\text{вых}}$  и напряжения ОС, когда  $U_{\text{оп}} = U_{\text{ос}}$ , период колебаний линейного напряжения стремится к бесконечности, ФР переходит в стационарный режим с линейным законом регулирования и работает в режиме частотного управления (см. рис. 3.23,б).

На рис. 3.24 изображена схема высоковольтного ИВЭП для питания катода (анода) ЭЛТ осциллографа. Промышленные пьезополупроводниковые высоковольтные ИВЭП, выполненные на основе этой схемы, имеют следующие технические характеристики [42]:

напряжение источника питания . . . . .	27 В ( $\pm 15\%$ )
положительное выходное напряжение . . . . .	4 ... 12 кВ
отрицательное выходное напряжение . . . . .	0,8 ... 3 кВ
выходная мощность . . . . .	не более 4 Вт
коэффициент полезного действия . . . . .	60%
нестабильность выходного напряжения:	
при сбросе тока нагрузки на 100% . . . . .	0,5%
при изменении напряжения питания на 15% . . . . .	0,5%
в диапазоне температур ( $-50 \dots +65$ ) $^{\circ}$ С . . . . .	0,8%
пульсации выходного напряжения . . . . .	0,25%
габаритные размеры . . . . .	95 $\times$ 45 $\times$ 35 мм $^3$
масса, не более . . . . .	0,2 кг

Недостатком поисковых ИВЭП является ухудшение характеристик при действии систематических сильных импульсных возмущений, вызывающих инверсию управления и последующий режим поиска. Этим недостатком лишены ИВЭП с фазочастотным, фазочастотно-поисковым или многомерным нелинейным способом управления (см. § 2.3).

Задачи управления выходным напряжением в низковольтных ПТ в составе ИВЭП те же, что и в высоковольтных ИВЭП с ПТ (см. § 2.3) [25]. Необходимо лишь учитывать некоторые специфические особенности как самих ПТ, так и элементной базы для ИВЭП с низковольтными ПТ. В частности, у ПТ с возбуждением колебаний по ширине (3-я гармоника) на АЧХ вблизи частоты  $\omega_p$  из-за соизмеримых размеров  $l$  и  $b$  могут быть значительные выбросы напряжения (типа побочных резонансов). Наиболее искаженным оказывается левый склон АЧХ ПТ (см. рис. 2.17) из-за связанных колебаний и взаимного влияния различных типов колебаний. При этом подавление связанных колебаний или других мод изменением геометрических размеров ПТ по  $l$  или  $b$  нецелесообразно, так как именно при согласованных размерах  $l/b \leq 1$  низковольтные ПТ имеют оптимальные значения параметров ( $P_{\text{вых}}, K_{U0}, K_{U\eta}, \eta$ ), благодаря увеличению коэффициента  $K_p$  (например для  $l=b$   $K_p \approx 2k_{31}$ ). Искаженная (не гладкая) АЧХ низковольтных ПТ, побочные резонансы (выбросы) вблизи рабочей частоты  $\omega_p$ , более высокая частота  $\omega_p$  и другие особенности обуславливают специфику практической реализации ИВЭП с такими ПТ. В этих условиях особую важность приобретают дуальные и многомерные способы управления. В низковольтных ИВЭП одномерные способы из-за опасности срыва автоколебаний при возбуждении ПТ на частотах паразитных резонансов, а также из-за неидеальности АЧХ имеют ограниченное применение по сравнению с высоковольтными ИВЭП с ПТ. Среди дуальных способов для высокоэффективных ИВЭП перспективны адаптивные (поисковые) фазочастотный или частотно-амплитудный способы, если используются ПТ с большим разбросом параметров, особенно по частоте  $\omega_p$ . Поиск осуществляется практически лишь при включении ИВЭП и в условиях внешних сильных возмущений (типа к.з. по выходу); преобладающим является режим стабилизации  $U_{\text{вых}}$  в ИВЭП [25]. Более перспективными для ИВЭП с низковольтными ПТ являются многомерные нелинейные способы управлением выходным напряжением  $U_{\text{вых}}$  ПТ по трем управляющим воздействиям ( $A_v, \omega_v, \varphi_v$ ) [83]. Эти способы могут реализовываться также на основе методов цифровой обработки сигналов. В состав ИВЭП может входить цифровое управляющее устройство (ЦУУ), АЦП, преобразующие напряжение  $U_{\text{ос}} \equiv U_{\text{вых}}$  в цифровой код, фазовый компаратор (определяет положение рабочей точки относительно  $f_p$ ), преобразователь код-частота (ПКЧ) на входе УМ. Преобразователь (ПКЧ) обеспечивает перестройку частоты  $\omega_v$  с определенным дискретным шагом. Для поддержания  $U_{\text{вых}}$  с точностью 0,1...0,2% разрядность АЦП должна быть не менее 10-12 двоич-



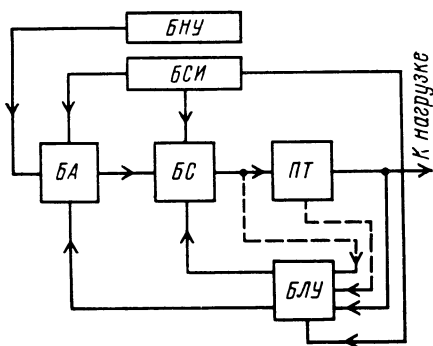


Рис. 3.25. Структурная схема цифрового ИВЭП:

БА — блок автопоиска резонансной частоты, БС — блок стабилизации, БЛУ — блок анализа логических условий, БСИ — блок синхронизации, БНУ — блок начальной установки (триггер начальной установки: 1 — включено, 0 — выключено)

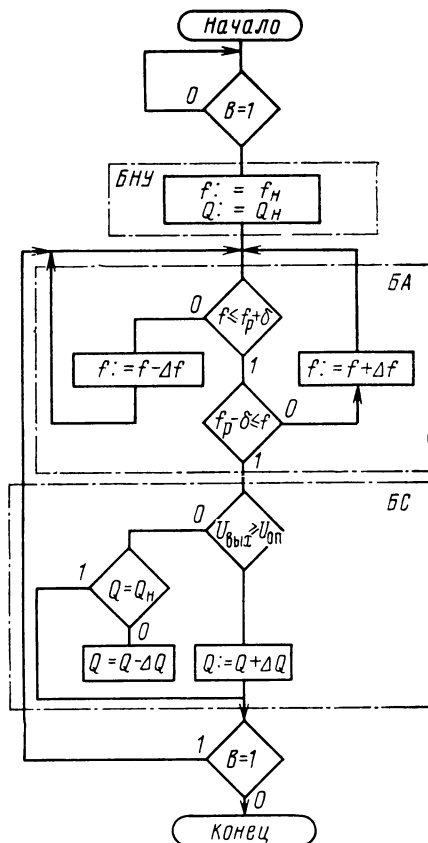


Рис. 3.26. Обобщенный алгоритм работы ИВЭП

ных разрядов; время преобразования, обеспечивающее требуемую динамику управления, не должно быть более 50... 200 мкс. Схемотехническая реализация таких ИВЭП может быть эффективно осуществлена на базе специализированных микропроцессоров.

Выходное напряжение низковольтных ПТ обычно выпрямляется с использованием схем мостовых выпрямителей. Благодаря тому, что частота  $\omega_p$  выбрана высокой, в сглаживающих фильтрах можно применять малогабаритные конденсаторы, что способствует и более благоприятной динамике процессов в ИВЭП. Использование в выпрямителях высокочастотных диодов Шоттки ( $\Delta U \leq 0,5 \dots 0,7$  В, время восстановления менее 10... 15 нс) позволяет существенно уменьшить потери, которые при обычных диодах ( $\Delta U = 1,0 \dots 1,2$  В) достигают 25... 30% от выходной мощности.

### 3.4. ЦИФРОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ ИВЭП

Обобщенная структурная схема и алгоритм цифрового управления ИВЭП на ПТ представлены рис. 3.25 и 3.26. Блок БНУ предназначен для установки начальных значений перемен-

ных величин  $f$  и  $Q$  в блоках автопоиска и стабилизации (БА и БС). Под величиной  $Q$  понимается формализованный параметр, им может быть, например, частота, скважность, амплитуда возбуждения ПТ,  $f$  — частота возбуждения ПТ. В блоке автопоиска происходит сравнение частот  $f$  и  $f_p$  в пределах некоторого интервала  $\delta$ . При  $f_p - \delta \leq f \leq f_p + \delta$  производится переход к режиму стабилизации выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ , текущее значение  $f$  запоминается. При  $f_p + \delta \leq f \leq f_p - \delta$  значение  $f$  получает приращение  $-\Delta f$  или  $+\Delta f$ . Значение  $\Delta f$  выбирают из условия  $\Delta f \leq (0,1 \dots 0,2)\Delta f_{\text{п}}$ , где  $\Delta f_{\text{п}}$  — ширина полосы ПТ на уровне 0,707.

В режиме стабилизации текущее значение  $U_{\text{вых}}$  сравнивается с опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$ , при  $U_{\text{вых}} < U_{\text{оп}}$  и  $U_{\text{вых}} > U_{\text{оп}}$  переменная  $Q$  получает приращение  $+\Delta Q$  или  $-\Delta Q$ . Величина  $\Delta Q$  выбирается из условия:  $\Delta Q \leq \Delta Q_{\text{кр}}$ , где  $\Delta Q_{\text{кр}}$  — критическое приращение переменной  $Q$ , при котором выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  меняется на 5% от предыдущего значения. В общем случае блок стабилизации должен сравнивать переменную  $Q$  с ее начальным значением для предотвращения выхода режима ИВЭП за пределы динамического диапазона блока БЛУ.

Цифровые ИВЭП могут быть подразделены на источники с жесткой логикой и с микропрограммным управлением. При реализации жесткой логики предпочтительно применение ПЛМ-матриц и заказных БИС, для микропрограммного управления целесообразно использование микропроцессорных комплектов. При этом следует учитывать ограничение на производительность микропроцессорных комплектов.

Максимальная частота следования тактовых импульсов многофункционального синхронизирующего устройства (МСУ) или программируемого интерфейса (ПИ) для ПТ с рабочей частотой 40 кГц должна быть не менее 10 МГц; с рабочей частотой 100 кГц — не менее 25 МГц, что определяется узкой полосой пропускания ПТ. Аналогичные ограничения свойственны также и автоматам с жесткой логикой. В связи с этим целесообразно построение комбинированных ИВЭП с аналого-цифровой формой реализации устройств управления (рис. 3.27). Принцип работы ИВЭП базируется на способе фазочастотного управления (см. § 2.3). Для ПТ поперечно-продольного типа фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$  между напряжением  $U_{\text{в}}$  и сигналом, снимаемым с выхода ПТ по наводке, составляет  $90^\circ$ . В начальном состоянии ИВЭП частота не соответствует резонансному режиму ПТ (рис. 3.28). В зависимости от исполнения ИВЭП начальная частота ПЗГ может соответствовать либо крайнему нижнему  $f_{\text{н}}$  состоянию ШИ, либо крайнему верхнему  $f_{\text{в}}$ . Если начальное положение ШИ крайнее верхнее, то автопоиск частоты  $f_p$  производится, начиная с высоких частот  $f_{\text{в}}$  вдоль правого склона АЧХ ПТ. В начальном положении ПЗГ фазовый сдвиг ПТ  $\Delta\varphi = 180^\circ$ ; сигнал «Запрет» на управляющем входе ШИ отсутствует, и на информационный вход ШИ подается напряжение от ЗГ ШИ, перестраивающее его состояние, что приводит к перестройке частоты ПЗГ (см. рис. 3.28). При  $\Delta\varphi \leq 90^\circ$ ,

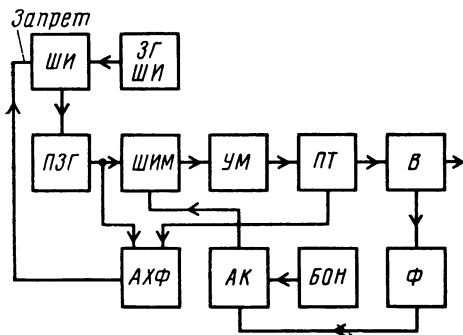


Рис. 3.27. Структурная схема комбинированного ИВЭП:

ЗГ ШИ — задающий генератор шагового искателя, ШИ — шаговый искатель, В — выпрямитель, Ф — фильтр, АК — амплитудный компаратор, БОН — блок опорных напряжений, АХФ — анализатор фазовых характеристик, ПЗГ — перестраиваемый задающий генератор

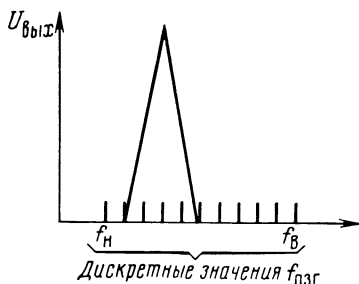


Рис. 3.28. Дискретный поиск частоты ПЗГ

что соответствует резонансному режиму, ПТ вырабатывает сигнал «Запрет», и перестройка ШИ и ПЗГ заканчиваются. Далее выходное напряжение ИВЭП стабилизируется контуром АК — ШИМ — УМ — ПТ. Временные диаграммы определяются конкретными вариантами исполнения отдельных блоков. На рис. 3.29 показан вариант исполнения ШИ, состоящий из входного вентиля DD1, четырехразрядного двоичного счетчика DD3, группы инверторов DD2 и резистивной матрицы R-2R. При высоком уровне на вход «Запрет» ШИ импульсы, вырабатываемые ЗГ ШИ, поступают на счетный вход счетчика. Счетчик DD2 производит счет указанной последовательности импульсов, вызывая ступенчатообразное изменение выходного сигнала ШИ. Блок инверторов DD2 предназначен для формирования убывающей функции, необходимой для обеспечения работоспособности ПЗГ. При условии  $\Delta\varphi \leq 90^\circ$  на вход «Запрет» в момент  $t_{зп}$  ШИ поступает сигнал низкого уровня, запрещающий поступление импульсной последовательности с ЗГ ШИ на вход счетчика (рис. 3.30). Состояние счетчика  $Q_{ст}$  на момент времени  $t_{зп}$  запоминается, что соответствует выход-

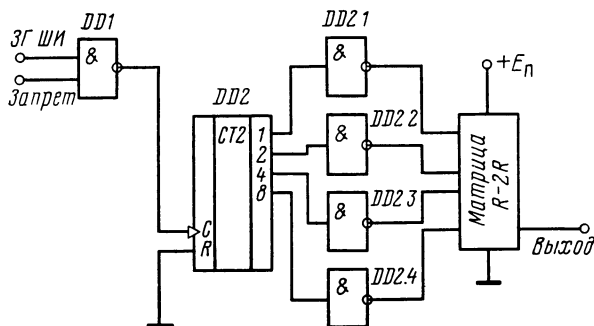


Рис. 3.29. Принципиальная электрическая схема ШИ

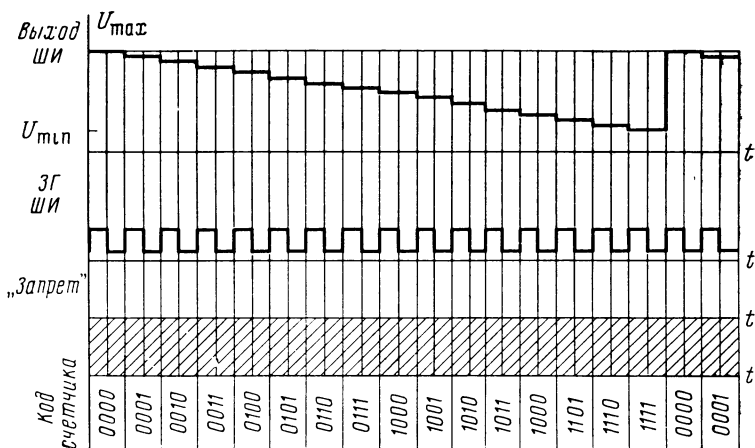


Рис. 3.30. Временные диаграммы ШИ

ному напряжению  $U_{\text{вых}}[Q_{\text{СТ}}(t_{\text{зп}})]$  на выходе ШИ и следовательно некоторой частоте  $f_{\text{пзг}}(U_{\text{вых ШИ}})$  ПЗГ. Перестройка ПЗГ осуществляется с высоких частот последовательным переключением квантованных значений частоты (срез импульса «Запрет» будет соответствовать условию  $\Delta\varphi \lesssim 90^\circ$ ). При этом частота ПЗГ  $f_{\text{пзг}}[Q_{\text{вых ШИ}}Q_{\text{СТ}}(t_{\text{зп}})]$  устанавливается на склоне АЧХ ПТ. Сдвиг частоты  $f_p$  вправо по частотной оси (от режима к.з. к х.х., что характерно для емкостных накопителей) не приведет к перестройке частоты ПЗГ, поскольку условие  $\Delta\varphi \leq 90^\circ$  соблюдается. При указанном построении блок АФХ должен вырабатывать сигнал низкого уровня («Запрет») в интервале  $\varphi_1 < \Delta\varphi \leq 90^\circ$ . Значение  $\varphi_1$  следует выбирать из условия

$$f_p(90^\circ) - f_{\text{ПТ}}(\varphi_1) \approx (1,5 \dots 2) f_{\text{пзг}}, \quad (3.3)$$

где  $f_p(90^\circ)$  — резонансная частота;  $f_{\text{ПТ}}(\varphi_1)$  — частота, соответствующая фазовому сдвигу  $\varphi_1$ ;  $\Delta f_{\text{пзг}}$  — шаг квантования частоты.

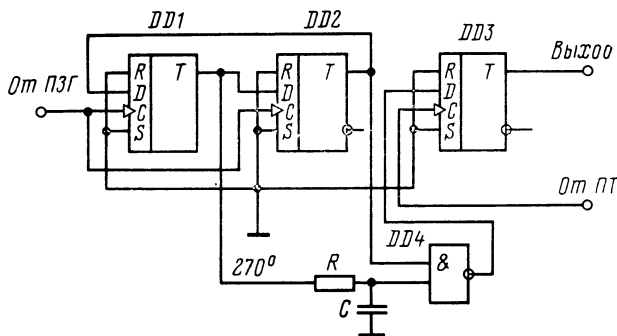


Рис. 3.31. Принципиальная электрическая схема АФХ

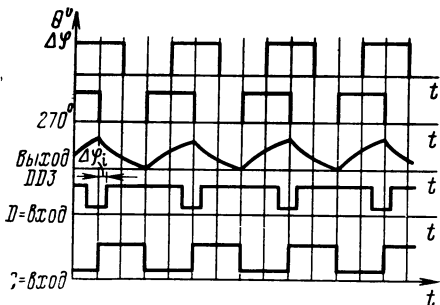


Рис. 3.32. Временная диаграмма работы основных узлов АХФ

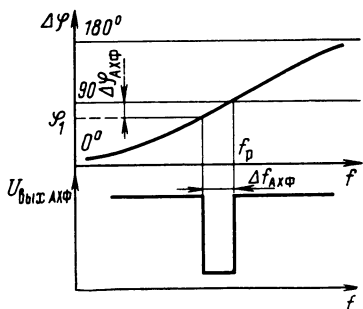


Рис. 3.33. Формирование строба

На рис. 3.31 изображен один из вариантов АХФ, которому соответствуют временные диаграммы рис. 3.32, 3.33. На схеме рис. 3.31 *D*-триггеры, построенные на элементах *DD1*, *DD2*, образуют фазовращатель (ФВ), имеющий фазовый сдвиг относительно выходного сигнала  $270^\circ (90^\circ)$  для прямого (инверсного) выхода триггера *DD1*,  $180^\circ (90^\circ)$  — для инверсного (прямого) выхода триггера *DD2* (*RC*-цепь с *DD3*). Фазовращатель и схема задержки предназначены для формирования строба (см. рис. 3.33). Недостаток указанной схемы АХФ (рис. 3.15) состоит в том, что фазовый сдвиг  $\Delta\varphi_i$  может вызывать нежелательный переход на правый склон АЧХ ПТ, хотя с точки зрения аппаратных затрат этот вариант АХФ представляется оптимальным. Например, можно АХФ построить полностью на ИС (рис. 3.34) и формировать строб сравнения кода счетчика с кодом регистра. Первый разряд блока сравнения (рис. 3.34) не задействован для выполнения условия (3.3). К недостаткам схемы следует отнести необходимость

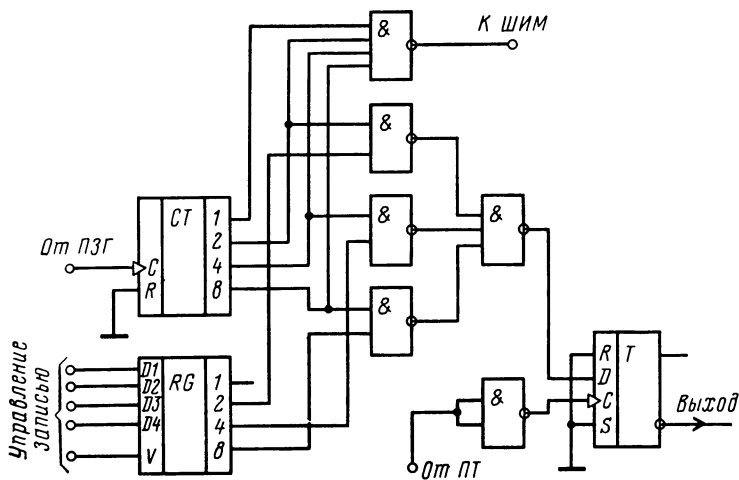


Рис. 3.34. Схема АХФ на ИМС

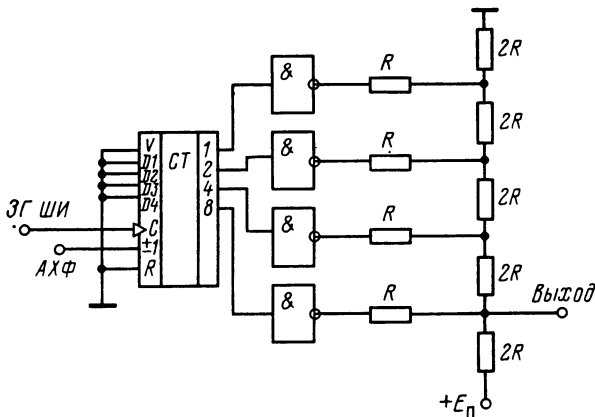


Рис. 3.35. Шаговый искатель на реверсивном счетчике

повышения частоты ЗГ в  $2 \cdot n$  раз, где  $n$  — разрядность счетчика.

Рабочая частота ЗГ ШИ должна соответствовать постоянной времени цепи ШИМ — УМ — ПТ — В — Ф — АК:  $f_{зг} < 1/\tau_{шим}$ , практически  $f_{зг} < 200 \dots 500$  Гц. Шаг квантования  $\Delta f_{пзг}$  не должен превышать половины ширины резонансного промежутка  $\Delta f_{п}$  ПТ, т. е.  $\Delta f_{пзг} < \Delta f_{п}/2$ . Анализатор фазовых характеристик можно упростить использованием реверсивных счетчиков в ШИМ (рис. 3.35, 3.36). Прибор меняет свое состояние при  $\Delta\varphi = 90^\circ$ , следовательно, при  $\Delta\varphi > 90^\circ$  реверсивный счетчик производит счет в прямом направлении; при  $\Delta\varphi < 90^\circ$  — в обратном. Таким образом происходит стабилизация частоты ПЗГ на уровне, соответствующем резонансному режиму ПТ. Временные диаграммы ИВЭП на основе реверсивного ШИ приведены на рис. 3.37. Благодаря аналоговому исполнению ПЗГ резко снижены требования к быстродействию счетчика (граничная частота счетчика менее 1 кГц). Комбинированный ИВЭП с аналоговым исполнением блока стабилизации (БС) дает существенный выигрыш по числу используемых элементов в сравнении с чисто цифровым ИВЭП. При цифровой реализации БС (рис. 3.38) с ШИМ в качестве переменной  $Q$  выбирается скважность. Схема БС состоит из стекового регистра  $DSI$ , двух мультивибраторов  $G1$  и  $G2$  и счетчиков значений  $Q$  и памяти ко-

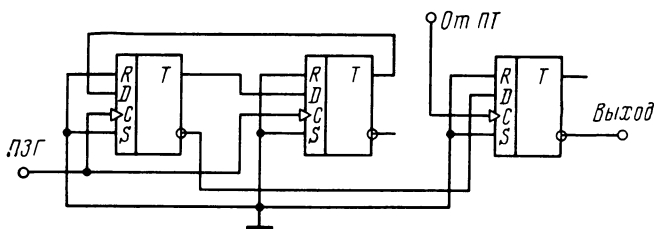


Рис. 3.36. Анализатор фазовых характеристик (АХФ) на триггерах

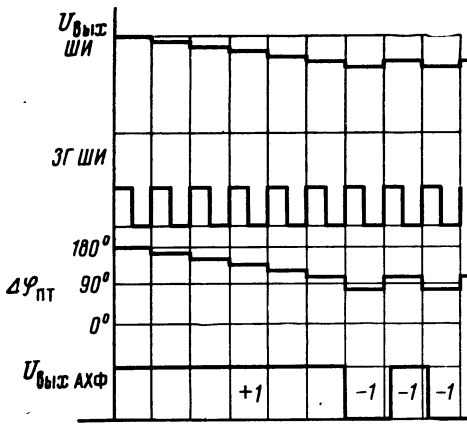


Рис. 3.37. Временные диаграммы ИВЭП

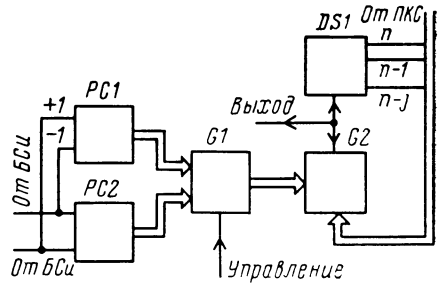


Рис. 3.38. Цифровой блок стабилизации

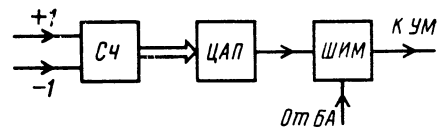


Рис. 3.39. Комбинированный блок стабилизации

довых слов (ПКС) выполняет функции компаратора сигналов с выходных шин  $PC1$  и  $PC2$ , которые предназначены для задания соответственно единичного и нулевого состояния ШИМ. Мульти-вibrator и регистр являются исполнительной частью БС. На вход поступают сигналы с соответствующих старших разрядов, их ком-

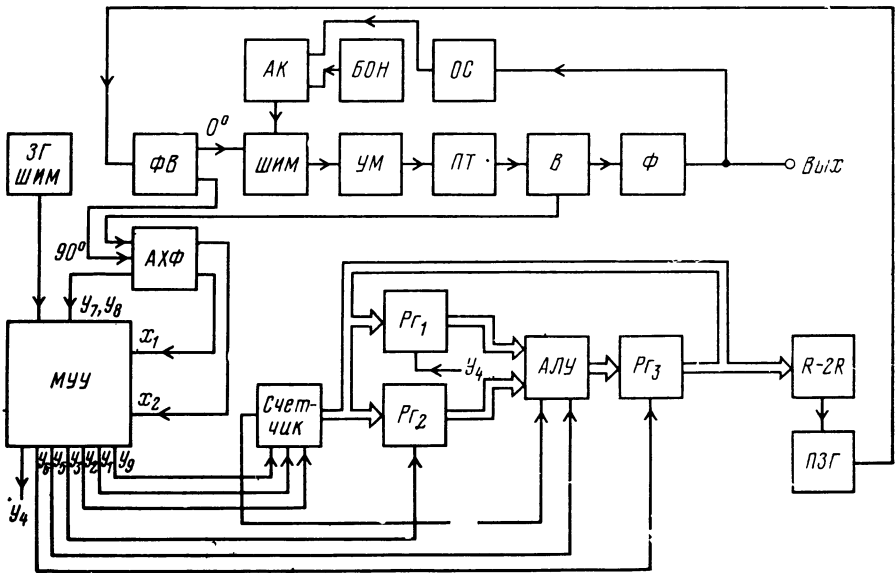


Рис. 3.40. Структурная схема цифрового ИВЭП

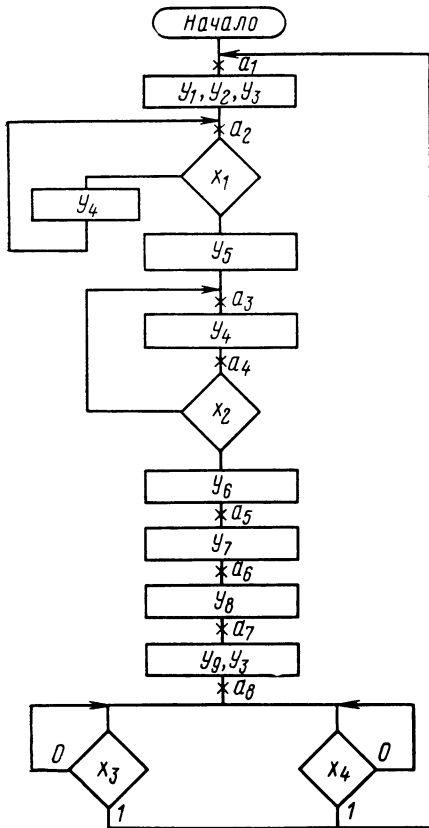


Рис. 3.41. Алгоритм автопоиска резонансной частоты ИВЭП

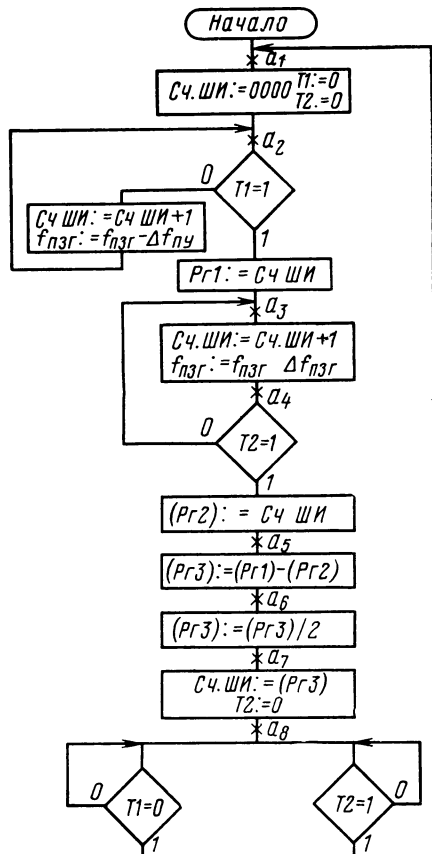


Рис. 3.42. Схема алгоритма работы ИВЭП

мутация осуществляется в соответствии с кодовыми комбинациями на выходах  $PC1$ ,  $PC2$ . Данная схема БС может выполнять также функции блока автопоиска резонансной частоты (БА). В схеме комбинированного БС (рис. 3.39) текущее значение величины  $Q$  задается реверсивным счетчиком (564ИЕ10); код с его выхода преобразует ЦАП (572ПА1) в напряжение, которое затем поступает на вход перестройки скважности ШИМ. В данном устройстве резко снижены требования к быстродействию цифровой части (граничная частота примерно 10 кГц). На рис. 3.40 изображена схема цифрового ИВЭП; алгоритм автопоиска резонансной частоты ПТ приведен на рис. 3.41, алгоритм работы ИВЭП — на рис. 3.42. В начальный момент состояние ШИ соответствует крайнему верхнему значению частоты ПЗГ; счетчик Сч. ШИ, триггеры  $T1$  и  $T2$  находятся в состоянии 0. В следующий такт работы ИВЭП производится анализ содержимого триггера  $T1$  (триггер



$T1$  устанавливается в состояние 1 при выполнении условия  $\Delta\varphi < 90^\circ + \varphi_2$ , т. е. при пересечении определенной фиксированной точки АЧХ ПТ на правом склоне). Если триггер  $T1$  находится в состоянии 0, содержимое счетчика Сч.ШИ увеличивается на 1, и соответственно частота уменьшается на одно дискретное значение  $\Delta f_{\text{пзг}}$ . В следующий такт снова производится анализ состояния триггера  $T1$ . Если он находится в состоянии «1», то производится запоминание состояния счетчика Сч.ШИ в регистре  $Pz1$ , для чего на его  $V$ -вход местное устройство управления (МУУ) подает управляющий сигнал и производится сравнение содержимого  $T2$  с единицей; триггер  $T2$  устанавливается в состояние 1, когда выполняется условие  $\Delta\varphi < 90^\circ - \varphi_2$ , т. е. при пересечении точки АЧХ ПТ на левом склоне. Если триггер  $T1$  находится в состоянии 0, то оно меняется на 1 в последующем такте; если  $T1$  находится в состоянии 1, то  $Pz2$  принимает значение счетчика Сч.ШИ. Далее из содержимого регистра  $DD$  вычитается содержимое регистра  $Pz1$  и результат заносится в регистр  $Pz3$  с одновременным делением полученного результата на 2. Полученное значение подается на матрицу  $R=2R$ , после чего производится окончательная установка ПЗГ в состояние, соответствующее резонансной частоте ПТ. При этом триггер  $T2$  устанавливается в нулевое состояние. Дальнейший переход в начальное состояние в ИВЭП происходит после перехода  $T1, T2$  соответственно в нулевое и единичное состояния. Местное устройство управления вырабатывает следующие управляющие сигналы;  $Y1$  — управление направлением счета Сч.ШИ;  $Y2$  — синхрочастота (тактовая частота) счетчика Сч.ШИ  $Y_3$  — управление записью в регистр  $Pz2$ ;  $Y_4$  — управление записью в регистр  $Pz1$ ;  $Y_5$  — управление арифметическо-логическим устройством (АЛУ);  $Y_6$  — управление записью в регистр  $DD$ ;  $Y_7, Y_8$  — установка «0» в триггерах  $T1, T2$ ;  $Y_9$  — управление записью в счетчик Сч.ШИ. Местное устройство управления построено в соответствии с алгоритмом функционирования ИВЭП. Автомат Мили для реализации МУУ имеет закон функционирования:

$$A(t+1) = \delta(A(t), X(t)); \quad Y(t) = \lambda(A(t), X(t)),$$

где  $A = \{a_1, a_2, a_3, \dots, a_N\}$  — множество состояний автомата;  $t = 0, 1, 2, \dots$ ;  $A(0) = a_1$  — начальное состояние автомата.

Микропрограмма оперирует с тремя конечными условиями  $X = \{x_1, x_2, x_3\}$  и девятью микрооперациями  $Y = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_9)$ , причем условию  $x_1$  соответствует состояние 1 триггера  $T1$ ,  $x_2 = 1$  ( $T2$ ),  $x_3 = 0$  ( $T3$ ), а микрооперациям  $y_1$  состояние счетчика Сч.ШИ 0000,  $y_2 = T1 = 0$ ;  $y_3 = T2 = 0$ ;  $y_4 = \text{Сч. ШИ} = \text{Сч. ШИ} + 1$ ;  $y_5 = (Pz1) = \text{Сч. ШИ} + 1$ ;  $y_6 = (Pz2) = \text{Сч. ШИ}$ ;  $y_7 = (Pz3) = (Pz1) - (Pz2)$ ;  $y_8 = (Pz3) = (Pz3)/2$ ;  $y_9 = \text{Сч. ШИ} = (Pz3)$ .

Переходы и структура автомата Мили приведены в табл. 3.1, 3.2.

На основе данных табл. 3.1 и 3.2 строится каноническая система функций выходов и сигналов возбуждения:  $y_1 = a_1B$ ;  $y_2 = aB$ ;  $y_3 = a_1B \vee a_7$ ;  $y_4 = X_1 \vee a_3$ ;  $y_5 = a_2x_1$ ;  $y_6 = a_4x_2$ ;  $y_7 = a_5$ ;  $y_8 = a_6$ ;  $y_9 = a_7$ ;

Таблица 3.1. Таблица переходов автомата Мили

Исходное состояние	Входной набор	Выходной набор	Следующее состояние	Исходное состояние	Входной набор	Выходной набор	Следующее состояние
$a_1$	$B$	$y_1, y_2, y_3$	$a_2$	$a_5$	—	$y_7$	$a_6$
$a_2$	$x_1$	$y_5$	$a_3$	$a_6$	—	$y_8$	$a_7$
$a_2$	$x_2$	$y_4$	$a_2$	$a_7$	—	$y_8, y_3$	$a_6$
$a_3$	—	$y_4$	$a_4$	$a_8$	$x_1, x_2$	—	$a_8$
$a_4$	$x_3$	$y_6$	$a_5$	$a_8$	$x_1 x_2 \sqrt{x_1 x_2} \sqrt{x_1 x_2}$	—	$a_1$
$a_4$	$x_2$	—	$a_3$		$\sqrt{x_2 x_1}$		

Таблица 3.2. Структурная таблица автомата Мили

Исходное состояние	Код исходного состояния	Следующее состояние	Код следующего состояния	Входной набор	Выходной набор	Сигнал возбуждения
$a_1$	0000	$a_2$	0001	$B$	$y_1, y_2, y_3$	$S_1$
$a_2$	0001	$a_2$	0001	$\bar{X}_1$	$y_4$	—
$a_3$	0001	$a_3$	0010	$X_1$	$y_5$	$S_2, R_1$
$a_3$	0010	$a_4$	0011	—	$y_4$	$S_1$
$a_4$	0011	$a_3$	0010	$\bar{X}_2$	—	$R_1$
$a_4$	0011	$a_6$	0100	$X_2$	$y_6$	$S_3; R_2; R$
$a_5$	0100	$a_6$	0101	—	$y_7$	$S_1$
$a_6$	0101	$a_7$	0110	—	$y_6$	$S_2; R_1$
$a_7$	0110	$a_8$	0111	—	$y_9, y_8$	$S_1$
$a_8$	0111	$a_1$	0000	$X_1 X_2 \sqrt{X_1 X_1}$	—	$R_3; R_2; R$
$a_8$	0111	$a_8$	0111	$X_1 X_2$	—	—

$$S_1 = a_1 B \sqrt{a_3} \sqrt{a_5} \sqrt{a_7}; R_1 = a_2 x_1 \sqrt{a_4 \bar{x}_2} \sqrt{a_4 x_2} = a_2 x_1 \sqrt{a_4} \sqrt{a_8 \bar{x}_1 \bar{x}_2} \sqrt{a_8 \bar{x}_1 x_2}; S_2 = a_2 x_1 \sqrt{a_6}; R_2 = a_4 x_2 \sqrt{a_8 \bar{x}_1 \bar{x}_2} \sqrt{a_8 \bar{x}_1 x_2} \sqrt{a_8 x_1 \bar{x}_2}; S_3 = a_4 x_2; R_3 = \sqrt{a_8 \bar{x}_1 \bar{x}_2} \sqrt{a_8 \bar{x}_1 x_2} \sqrt{a_8 x_1 x_2}.$$

Из этих уравнений синтезируется МУУ как на автомате с жесткой логикой, так и на микропрограммном устройстве управления. Построение ВС целесообразно проводить методами, основанными на синтезе конечных автоматов; реализация БЛУ более предпочтительна на базе использования аналоговых методов с применением для контроля выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  амплитудных компараторов, а для анализа положения резонансной частоты  $f_p$  на АЧХ ПТ — фазовых компараторов. При этом БЛУ строятся на элементах цифровой логики И-НЕ, И, НЕ (на КМОП-логике). Полностью цифровые БЛУ содержат большое число ИС средней и большой степени интеграции (аналого-цифровые преобразователи, элементы сравнения и т. д.).

Принципиальная схема комбинированного ИВЭП приведена на рис. 3.43. Блок автопоиска (шаговый искатель) содержит счетчик (ИС типа 564ИЕ10), ЦАП DD4 и D-триггер DD1.1, выполняющий функцию ПЗГ. В блок стабилизации входит цепь ОС (делитель

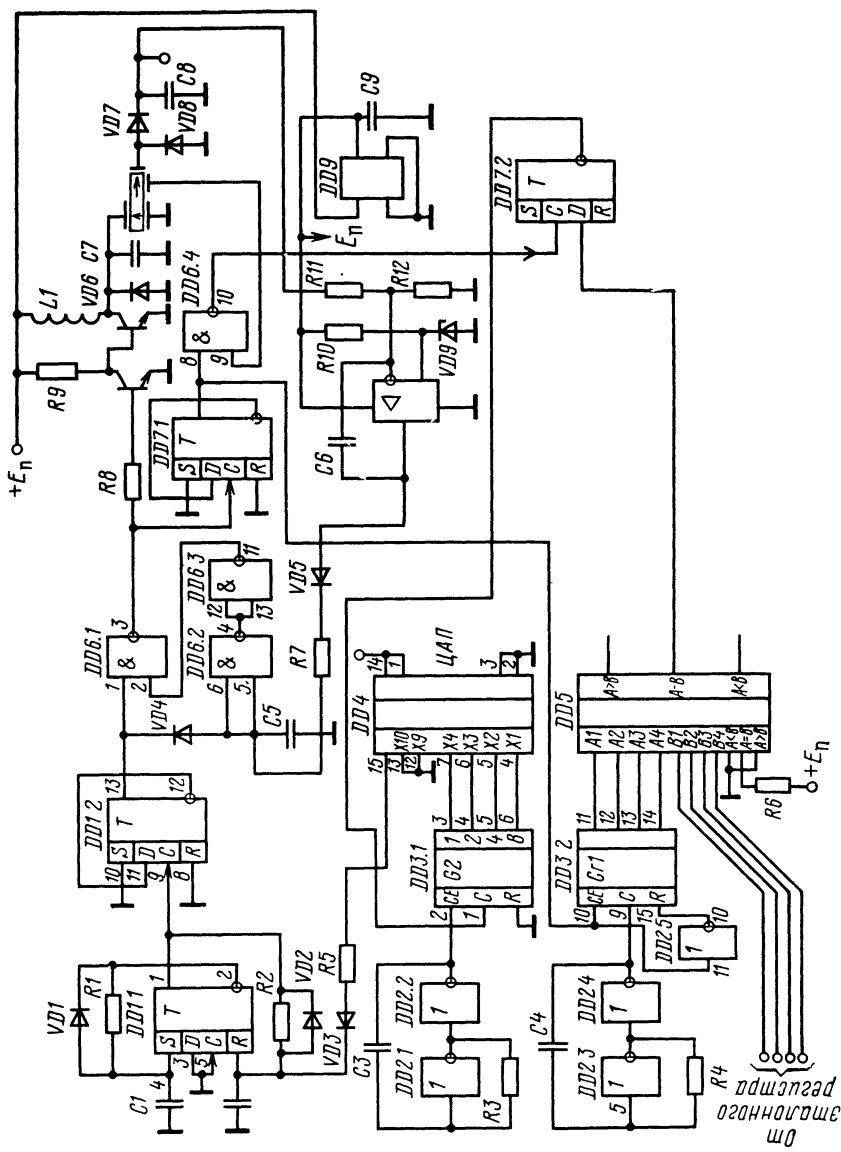


Рис. 3.43. Принципиальная электрическая схема ИВЭП

*R11R12*), регулятор *DD8* (140УД17) и ШИМ (элементы *DD6* и *DD8*). Блок фиксации частоты  $f_p$  включает согласующий элемент *DD4* (564ЛН2), триггер-делитель *DD1*, фазовый компаратор *DD7.2*, двоичный счетчик *DD3.2*, схему сравнения *DD5*, эталонный регистр.

В начальном состоянии частота ПТ не равна  $f_p$  и может быть либо меньше, либо больше ее. При этом  $(f_p - \Delta f_m / 2) < f < (f_p + \Delta f_m / 2)$ ;  $(f_p - \Delta f_{\max}) > (f_p + \Delta f_{\max})$ , где  $\Delta f_m$  — разность между частотами соседних мод колебаний ПТ;  $\Delta f_{\max}$  — максимальный уход резонансной частоты ПТ при изменении внешних факторов (сопротивления нагрузки и др.). Если  $f > f_p$ , автопоиск резонансной частоты начинается со стороны правого склона АЧХ ПТ. При этом фазовый сдвиг ПТ  $\Delta\varphi > 90^\circ$ , и на запрещающий вход ШИ с выхода фазового детектора *DD7.2* подан сигнал 1. На входе фазового компаратора *DD2* действует логическая 1. При подходе к значению  $f_p$  ПТ для основной моды колебаний выполняются условия  $90^\circ - \alpha < \Delta\varphi < 90^\circ + \alpha$ , где  $\alpha$  — максимальный разброс по фазовым сдвигам, который соответствует резонансному режиму работы и зависит от параметров ПТ и элементов ИВЭП ( $\alpha_{\max} \approx 8 \dots 10^\circ$ ) для ПТ из материалов ЦТС, ЦТБС.

При выполнении указанных условий фазовый компаратор переходит в режим анализа условий рассогласования, что связано с разбросом параметров и нелинейностью свойств ПТ, когда возможны ударные акустические процессы в пьезопластине, приводящие к генерации высших гармонических составляющих и искажению формы напряжения  $U_{\text{вых}}$  [73].

Режим анализа рассогласования производится при совпадении фронта последнего сигнала основной моды колебаний ПТ со стробом, формируемым формирователем строба. Фазы сигналов высших гармонических составляющих не попадают в строб, так как счетчик *DD3.1* и схема *DD4* осуществляют работу только в течение положительного (единичного) полупериода сигнала, поступающего с делителя частоты *DD7.1*. Таким образом, в режиме поиска резонансной частоты  $f_p$  ПТ только часть фронтов сигналов (последнего и паразитного), поступающих с управляющего входа ПТ, попадает в строб, в то время как фазовые соотношения ложных сигналов не позволяют им находиться в зоне действия строба. Это обуславливает наличие разрешающего сигнала на просчет и исключает ложную остановку ШИ. При выполнении фазовых соотношений (разность фаз опорного сигнала управления равна  $90^\circ$ ) фазовый компаратор *DD2.2* выдает запрещающий сигнал на счетный вход *DD3*, и счет частоты прекращается. При этом происходит стабилизация  $U_{\text{вых}}$  за счет изменения скважности импульсов, поступающих с ШИМ *DD8* на ПТ. При этом КПД ИВЭП в целом  $\eta \geq 60 \dots 75\%$ ; частота  $\omega_p$  у низковольтных конструкций ПТ может достигать 3 МГц при токах нагрузки до единиц ампер.

Современная элементная база уже позволяет реализовать ИВЭП с частотой преобразования до единиц мегагерц и созда-

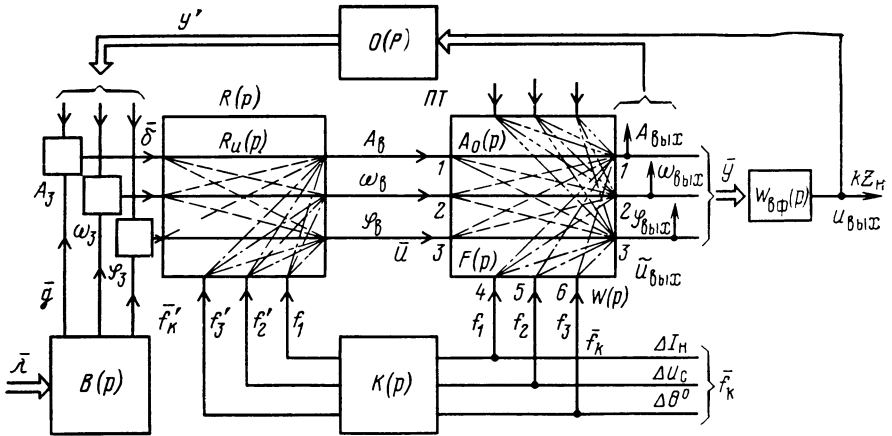


Рис. 3.44. Многомерная структурная схема ИВЭП с ПТ

вать ряды пьезополупроводниковых ИВЭП с УФМ на номиналы напряжений от 1 до 1000 В (низковольтные ИВЭП) и от 1 до 100 кВ (высоковольтные ИВЭП).

### 3.5. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ИВЭП С ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРАМИ

Многомерные динамические модели (см. § 2.1) предопределяют специфические особенности методов расчета ИВЭП с ПТ как многосвязанных нелинейных систем с переменной структурой, параметрами и смешанными видами модуляции [25]. Однако точный аналитический расчет таких систем практически не возможен из-за отсутствия точных аналитических моделей ПТ. Поэтому для оценки параметров ИВЭП и получения ориентировочных качественных результатов целесообразно использование приближенных линейных методов при соответствующих допущениях.

На рис. 3.44 изображена обобщенная матричная многомерная структурная схема ИВЭП, отражающая реализацию всех основных особенностей одномерного, дуального и многомерного способов управления (см. § 2.3). На рисунке обозначено:  $W(p)$  — полная передаточная матрица ПТ, включающая передаточные матрицы по каналам управления  $A_0(p)$  и возмущения  $F(p)$ ;  $R(p)$  — полная передаточная матрица управляющей части (регуляторов), состоящая из передаточных матриц каналов преобразования сигналов ошибки  $R_u(p)$  и возмущений  $R_f(p)$ ;  $O(p)$  — передаточная матрица звеньев обратной связи;  $K(p)$  — передаточная матрица инвариантных корректирующих связей;  $B(p)$  — передаточная матрица задающих воздействий;  $W_{вф}(p)$  — передаточная матрица (функция) выпрямителя (умножителя напряжения) с фильтром;  $\bar{y}$ ,  $\bar{u}$ ,  $\bar{f}$ ,  $\bar{f}_k$ ,  $\bar{f}_v$ ,  $\bar{\delta}$ ,  $\bar{g}$ ,  $\bar{\lambda}$  — векторы — столбцы соответственно выходных

переменных, управляющих и возмущающих воздействий, сигналов ошибки ( $\delta$ ) и задания. Полагая воздействия  $\bar{f}_k, \bar{f}'_k$  приведенными ко входу соответственно ПТ и управляющей части ИВЭП, а также пренебрегая незначительным влиянием внутренних возмущений ПТ (см. § 2.1), т. е. считая  $\bar{f}_v=0$ , можно составить уравнения, описывающие процессы в многомерной схеме ИВЭП. Относительно выходных переменных, окончательное, после преобразований, уравнение будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \bar{y} &= (E + A_0 R_u O)^{-1} [A_0 R_u B \bar{\lambda} + A_0 (F + R_u K R_f) \bar{f}_k] = \\ &= (E + A_0 R_u O)^{-1} A_0 R_u B \bar{\lambda} + (E + A_0 R_u O)^{-1} A_0 (F + R_u K R_f) \bar{f}_k = \\ &= G_\lambda \bar{\lambda} + G_f \bar{f}_k, \end{aligned} \quad (3.4)$$

где  $(E + A_0 R_u O)$  — неособенная характеристическая матрица ИВЭП;  $G_\lambda$  — передаточная матрица ИВЭП по задающим воздействиям;  $G_f$  — передаточная матрица ИВЭП по возмущающим воздействиям;  $E$  — единичная матрица. Из (3.4), например, при  $\bar{g}=0$ ,  $\bar{g}=\text{const}$ ,  $\bar{g}=\text{var}$  можно получить ряд частных случаев, описывающих те или иные конкретные реализации ИВЭП. Из (3.4) подстановкой  $\delta = \bar{g} - \bar{y}'$  легко получить передаточные матрицы ИВЭП по сигналам ошибок по задающим  $G_{\delta\lambda}$  и по возмущающим воздействиям  $G_{\delta f}$ .

Как следует из (3.4), выходные координаты  $y_i$  сложным образом определяются параметрами и свойствами в целом схемы ИВЭП. Необходимо отметить, что передаточные матрицы в (3.4) характеризуют только управляемую и наблюдаемую части ИВЭП. При этом для устойчивости замкнутой схемы ИВЭП необходимо и достаточно, чтобы корни характеристического уравнения (характеристического определителя  $D$ )  $D = \det |E + A_0 R_u O| = 0$  были с отрицательными действительными частями и, кроме того, были устойчивы неуправляемая и ненаблюдаемая части ИВЭП (матричные звенья  $B, K, F, R_f$ , как не входящие в замкнутый контур, должны быть также устойчивыми). При исследовании устойчивости ИВЭП можно рассматривать их для большинства случаев реализации полностью управляемыми и наблюдаемыми. Учитывая, что все перекрестные связи в ПТ прямые (или приведены к прямым) и все устойчивы в разомкнутом состоянии, можно записать (см. § 2.1):  $\det |E + (W_{ii} + W_{ij}) R_u O| = 0$ .

В структурной матричной схеме (рис. 3.44) инвариантность по основному возмущению, общему для всех каналов регулирования (изменение тока нагрузки), может быть достигнута, если  $-K R_f = (R_u)^{-1} F$ . Это необходимое условие согласно принципу двухканальности при выполнении известных достаточных условий физической реализуемости и структурной осуществимости.

Инвариантность по отношению к  $\bar{f}_k$  может быть достигнута посредством наложения между каналами управления в ИВЭП компаундирующих перекрестных связей, что обусловлено наличием в смежных каналах ПТ информации о действующих возмущениях

со стороны нагрузки в естественных связях каналов ПТ (при этом матричное звено  $K$  отсутствует). Корректирующие перекрестные связи в ИВЭП можно охарактеризовать передаточной матрицей

$$\begin{vmatrix} 0 & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & 0 & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & 0 \end{vmatrix}.$$

Синтез перекрестных связей в ИВЭП можно осуществить на основе принципа инвариантности.

Выбор точек отбора и приложения корректирующих перекрестных связей определяет структуру ИВЭП, которая в совокупности отражает возможности целенаправленного воздействия на свойства ИВЭП путем выбора  $R_{ij}(p)$  и их параметров. Автономность выходных координат ПТ  $y_i$  по отношению к возмущающим воздействиям  $f_k$  (частный случай инвариантности при  $\lambda=0$ ) сводится к требованию диагональности передаточной матрицы ИВЭП по возмущающему воздействию  $G_f$ . Использование принципа инвариантности в схемах ИВЭП весьма эффективно в силу действия общих для всех каналов возмущений и позволяет добиться высокой точности стабилизации выходного напряжения в ИВЭП на базе ПТ (2-3-кратного уменьшения реакции  $y_i$  на  $f_k$ ).

Условия полной автономности по задающим воздействиям  $\bar{g}$  (при  $\bar{f}_k=0$ ) сводятся к требованию диагональности передаточной матрицы  $G_\lambda$ . Так как  $G_f$  и  $G_\lambda$  различны, то в общем случае различные матрицы  $R_u$  при выполнении условия автономности. Однако в ИВЭП с ПТ необходимо выполнение только одного условия автономности (по возмущающим воздействиям). Автономность по  $\bar{g}$  обеспечивает инвариантность  $y_i$  по отношению друг к другу, т. е. развязывание каналов ПТ за счет компенсации естественных перекрестных связей, играющих роль возмущений для отдельных каналов ПТ. Это может быть эффективно использовано только при многофункциональном применении ПТ в разнообразных устройствах автоматики [25]. В ИВЭП такое решение не является оптимальным, т. к. у ПТ  $\omega_p \neq \text{const}$  и требуется реализация неавтономных структур ИВЭП по  $\bar{g}$ , т. е.  $G_\lambda$  должна быть недиагональной. Обеспечение выполнения условий автономности только по  $f_k$  тем не менее обычно в ИВЭП приводит к заметному улучшению качества процессов регулирования в целом. Определение передаточных функций каналов между любыми  $i$ -м выходом и  $j$ -м входом соответственно по задающему, возмущающему воздействиям и по ошибке регулирования производится на основе следующих соотношений:

$$y_i = \sum_{j=1}^n (N_{ij}/D); \quad y_i = \sum_{j=1}^n (L_{ij}/D); \quad e_i = \sum_{j=1}^n (P_{ij}/D),$$

где  $N_{ij}$ ,  $L_{ij}$  определители, полученная из определителя  $D$  заменой в нем  $i$ -го столбца на столбец определителя матрицы соответственно  $A_0 R_u O$  и  $A_0$ ;  $P_{ij}$  — соответствующий минор характеристики-

ческого определителя  $D$ . Исследование устойчивости и качества многомерных структур может быть выполнено, например, посредством эквивалентирования ИВЭП (системы) относительно одного основного канала — амплитудного или частотного. Относительно этого  $i$ -го канала все остальные ( $n-1$ ) каналы рассматриваются как некоторое эквивалентное звено с передаточной функцией  $W_{\Sigma i}(p)$  (перекрестные связи приводятся к ПТ). Тогда пользой, например, критерием Найквиста, определяют методом итераций с использованием ЭВМ передаточные функции  $R_u$  и оптимальные параметры каждого регулятора, удовлетворяющего условиям устойчивости ИВЭП [25].

Особенности методики динамического синтеза управляющей части (регулятора) ИВЭП с заранее заданными свойствами приведены в [25]. На рис. 3.45 дан алгоритм синтеза и пояснения к нему. Результатом синтеза являются переходные характеристики  $r(k\Delta t) = r(t)$ . Так как по виду  $r(t)$  трудно составить представление о структуре и соответствующих параметрах управляющей части, то возникает задача аппроксимации переходных характеристик, т. е. определения наиболее простого, соответствующего  $r(t)$ , операторного выражения при минимальном отличии аппроксимирующей  $r(t)$  и исходной  $r_0(t)$  характеристик; операторное соотношение в общем случае может быть представлено, например, в виде

$$r(p) = \left[ a_0 + \frac{b_0}{p} + \sum_{i=1}^k \left( \frac{a_i p + a_i + 1}{b_i p^2 + b_{i+1} p + 1} \right) \right] / p. \quad (3.5)$$

Задача аппроксимации здесь может быть сформулирована как задача нелинейного программирования, т. е.  $r(t) = f(a_j, b_j)$ ,  $j = \overline{0, k+1}$ ;  $a_j, b_j$  — постоянные коэффициенты. Оптимальная аппроксимация может интерпретироваться в смысле минимума среднеквадратичного отклонения кривых  $r(t)$  и  $r_0(t)$ , т. е. минимума следующего функционала:

$$J(N) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \left[ \frac{r(t_k) - r_0(t_k)}{r_0(t_k)} \right]^2, \quad k = \overline{0, N}, \quad (3.6)$$

где  $T = \sum_{k=0}^N (t_k - t_{k-1})$  — период оценки,  $k$  — число значений аппроксимирующей и исходной характеристик. При отыскании оптимального в смысле параметров операторного соотношения (3.5) эффективным и алгоритмически простым являются поиск, сочетающий покоординатный спуск для выбора направления убывания функционала (3.6), и поиск его минимума на выбранном направлении [25, 33].

Проведение дальнейшего исследования целесообразно также с помощью ЭВМ до конечной цели — машинной оптимизации схемы ИВЭП с заданными свойствами. При этом очевидно, на ЭВМ должен быть реализован ряд алгоритмов решения отдельных задач. На рис. 3.46 показана упрощенная схема системы полного



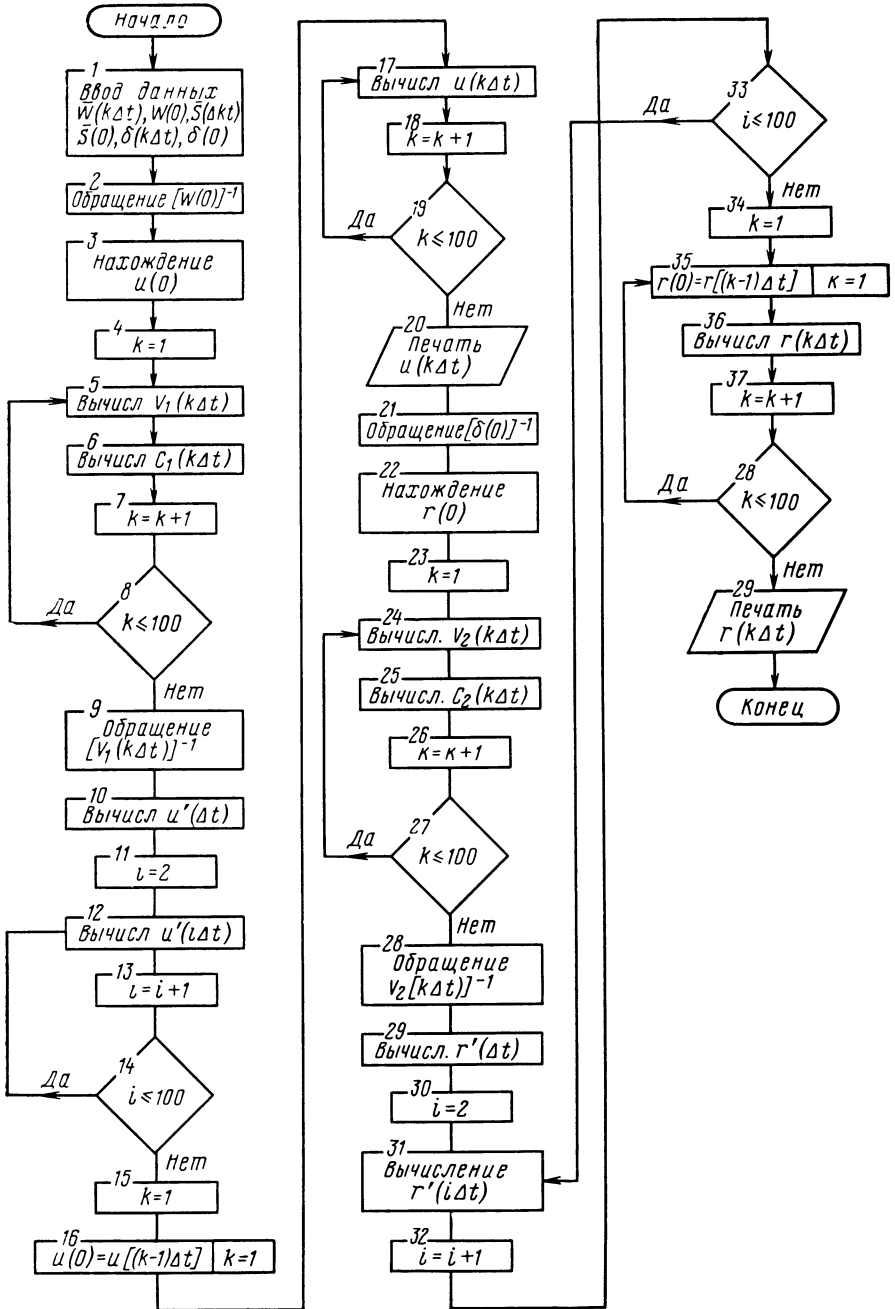


Рис. 3.45. Алгоритм синтеза управляющей части ИВЭП с ПТ

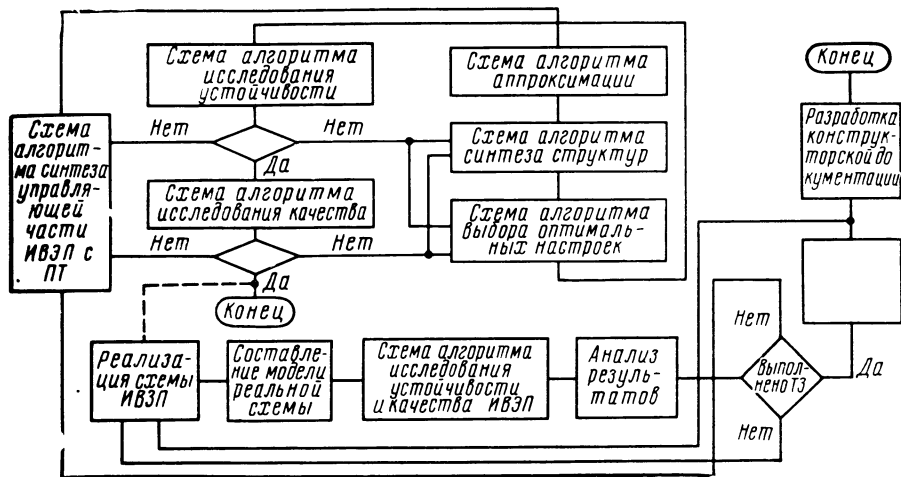


Рис. 3.46. Схема проектирования ИВЭП с ПТ (правый незаполненный квадрат — схема алгоритма специального анализа)

исследования и проектирования ИВЭП, которая состоит из взаимосвязанных алгоритмов решения отдельных задач.

По выражениям  $r(t)$  осуществляется их аппроксимация в соответствии, например, с уже рассмотренными выше алгоритмом и программой аппроксимации. Далее производится по результатам аппроксимации синтез конкретных структур регуляторов и выбор их оптимальных настроечных параметров. Синтезированная схема ИВЭП известными методами теории управления проверяется на устойчивость и заданное качество переходных процессов, и методом итераций с использованием ЭВМ осуществляется уточнение структуры и настроечных параметров регулятора ИВЭП или данных технического задания (рис. 3.46). На этом машинный синтез ИВЭП с заданными свойствами заканчивается.

На рис. 3.46 приведена упрощенная схема окончательных этапов разработки ИВЭП и показана штриховой линией ее взаимосвязь с вышерассмотренными схемами алгоритмов. Здесь может быть использован многоальтернативный подход, а именно если реализация ИВЭП с учетом допусковых разбросов параметров элементов схемы привела к желаемому результату, то производится разработка конструкторской документации. При этом могут быть выполнены этапы исследования характеристик реальной схемы ИВЭП посредством составления ее модели и исследования устойчивости и качества, а также произведен специальный анализ схемы для ее оптимизации (анализ вариантов, шумов, чувствительности; анализ влияния технологических допусков, температуры, радиации, механических воздействий, старения и т. п.). Если реализация схемы не привела к желаемому результату, то производится выполнение этапов, указанных на рис. 3.46, с уточнением схемы реализации ИВЭП или данных технического задания.

## 4. ПРИМЕНЕНИЕ ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРОВ В УСТРОЙСТВАХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

### 4.1. ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ УСТРОЙСТВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

На основе пьезокерамических трансформаторов могут быть созданы разнообразные устройства вычислительной техники, в частности запоминающие устройства (ЗУ). При этом чаще всего используются многоэлектродные структуры типа пьезокерамической матриц (ПКМ). Принцип их действия основан на гистерезисном характере зависимости в пьезокерамике  $P(D)$  от напряженности поля  $E$  (рис. 4.1). В запоминающих ячейках (ЗЯ) на основе структур типа ПТ (рис. 4.2) запись информации осуществляется импульсами с амплитудами  $U_3 > U_K$ . Дискриминация выходного сигнала возможна по амплитудному, частотному и фазовому признакам. Запоминающие устройства на основе пьезокерамики (ПК) были разработаны еще в 50-х годах, когда были заложены теоретические основы и базовые принципы реализации ЗУ. Наибольшее развитие в те годы получили диодно-емкостные ЗУ с ПК-конденсаторами и переполяризацией объема ПК  $\pm P_r$ , знак заряда в которых определял значение символа записанной информации: 1 или 0, а считывание ее по амплитудному признаку (стирающее считывание) производилось напряжением  $U_K/2 \approx 0,5E_K a$  ( $E_K$  — напряженность коэрцитивного поля;  $a$  — толщина ПК-конденсатора). В этих ЗУ требовалось применение схем регенерации информации; было затруднительно осуществлять выборку информации в матрицах из-за больших ложных сигналов; происходило самопроизвольное стирание информации. Увеличивались время обращения к ЗУ и энергозатраты при их реализации. Поэтому такие ЗУ не нашли практического применения [52].

Освоение в 60-х годах промышленных составов пьезокерамических материалов системы ЦТС, рост уровня развития техноло-

←Рис. 4.1. Петли диэлектрического гистерезиса (ПДГ):

1 — полная; 2 — частичные

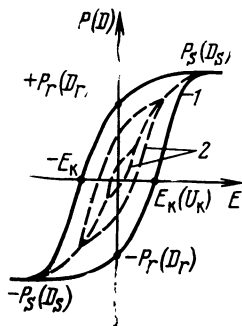
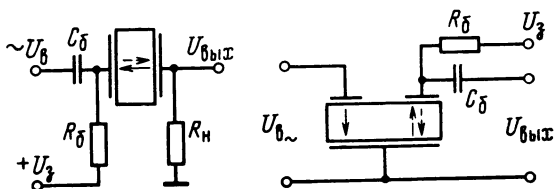


Рис. 4.2. Элементарные пьезокерамические ЗЯ



гии их производства возродил интерес к построению ЗУ на основе пьезокерамики. При этом был использован более прогрессивный принцип создания ЗУ с применением нестирающего считывания информации: использование обратного и прямого пьезоэффектов и считывание информации по фазовому признаку в зависимости от направления поляризации  $\pm P_r$  (с фазовым сдвигом выходных напряжений  $180^\circ$ ).

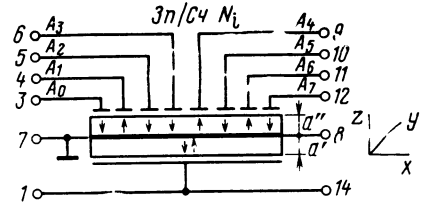


Рис. 4.3. Пьезокерамическая матрица типа 307PB1

Пьезокерамические матрицы с импульсным или резонансным считыванием представляли собой достаточно конкурентоспособные конструкции (рис. 4.3). Они получили в основном применение в качестве ЗУ для хранения цифровых данных. В частности, в [33] описаны подобные ЗУ, которые определяют время срабатывания взрывателя в ракетах и снарядах.

Такие ЗУ надежно работают в интервале температур  $-80 \dots +200^\circ \text{C}$ , выдерживают сильные ударные нагрузки (до значения, эквивалентного  $300 \cdot 10^3 \text{ м/с}^2$  ( $30 \cdot 10^3 \text{ г}$ )), отличаются высокой радиационной стойкостью (по интегральной плотности потока нейтронов до  $10^{20}$  нейтрон/см<sup>2</sup>)<sup>1</sup> и характеризуются отсутствием влияния на их работу сильных магнитных полей. Считывание информации устойчиво при тактовой частоте до 1 МГц; хранение информации без потребления энергии обеспечивается в течение 15 лет и более. Особенное значение придавалось этим ЗУ как устройствам, надежно работающим в тяжелых (экстремальных) эксплуатационных условиях при действии сильной космической или ядерной радиации [33]. Уровень сигналов на выходе ПКМ достигает 10...200 мВ при импульсном и 1...20 В при резонансном считывании; в последнем случае это позволяет без усиления управлять значительным числом логических элементов. Следует отметить, что ЗУ на ПКМ менее чувствительны к шумовым наводкам, чем другие типы ЗУ.

Первые образцы ПКМ отличались невысокой информационной емкостью (до 8...16 бит) и представляли собой биморфные конструкции: с «моторным» элементом — входная секция и элементом памяти — выходная секция, с непосредственной выборкой информации. Амплитуда импульса записи постоянного напряжения длительностью около 1 мс составляла 35...350 В. После успешных испытаний этих ПКМ одной основной стала задача наращивания информационной емкости и микроминиатюризации ПКМ, исполнения ее в интегральном виде.

<sup>1</sup> Поток нейтронов в эпицентре взрыва ядерного заряда мощностью 1 Мт в космосе составляет  $10^{17}$  нейтр./см<sup>2</sup>; в активной зоне мощных ядерных реакторов —  $10^{15}$  нейтр./см<sup>2</sup> [53].

Изготовление ПКМ в виде интегральных матричных структур с емкостью 1 Кбит и более имеет решающее значение и в смысле улучшения параметров записи информации. В элементах памяти ПКМ используются сегнетомягкие материалы ( $E_k \approx 1 \dots 3,5$  кВ/мм). При толщине пластин элементов памяти в 0,1 мм напряжение записи составляет 100 ... 350 В. Для снижения напряжения записи до 15 ... 48 В толщина пластин в ПКМ должна быть  $\leq 10 \dots 20$  мкм, т. е. ПКМ должна быть изготовлена из тонких пластин или сегнетоэлектрических пленок.

При этом существует критическое значение размера  $a_k$ , ограниченное толщиной двойного приповерхностного слоя, когда процессы носят характер контактных явлений и значительно отличаются от процессов в объемных ПК-элементах. Уменьшение размера  $a$  до  $a_k$  снижает поляризуемость, ведет к уменьшению нелинейности, диэлектрической проницаемости  $\epsilon^{T_{33}}$ , увеличению  $E_k$ , размытию фазового перехода. Интервал размеров  $a_k \approx (1 \dots 5) 10^{-2}$  мкм считается критическим по отношению к сегнетоэлектрическому эффекту: значения  $a_k$  сопоставимы с толщиной доменных стенок и с минимальными размерами доменов. Уменьшение толщины  $a$  снижает напряжение  $U_3$  примерно по линейному закону, улучшает условия теплообмена, уменьшает время переполаризации ( $\leq 10^{-6}$  с), потребляемую мощность, увеличивает удельную емкость, быстродействие, чувствительность и создает широкие возможности использования пленочной, гибридной технологии для производства ПКМ.

Время переполаризации определяет предельную частоту обращения и является многопараметрической функцией  $t_s = \varphi(\Theta, U_3, f_s, a, \dots)$ . Оно пропорционально  $a$ , сильно уменьшается с ростом температуры  $\Theta$  и с возрастанием амплитуды  $U_3$ . При этом произведение тока переключения  $i_n$  на время  $t_s$  остается практически постоянным; зависимость  $t_s$  от  $E(U_3)$  близка к экспоненциальной или степенной. Энергия деполяризации  $W_E = 0,5 \int D E dV$  определяется геометрией и объемом  $V$  элемента памяти, типом электродов и другими факторами. Выходные параметры ПКМ критичны к режиму и способу записи. Ток переключения  $i_n$  зависит от направления вектора поляризации  $P$ : если  $P$  и  $E$  противоположны,  $i_n$  большой; при однонаправленных векторах  $P$  и  $E$  переключение поляризации не происходит. Первоначальный характерный выброс в кривой  $i_n = f(t)$ , обусловленный фронтом входного импульса ( $t_f \ll \ll 1$  мкс), устраняют увеличением длительности фронта, используя, например, автономные схемы записи, работающие по принципу ударного возбуждения с генерацией полуволн синусоид импульсов записи [25, 57].

Запись двоичного слова  $N_i = \sum_{n=1}^N A_n 2^{n-1}$  ( $n$  — число разрядов)

осуществляется параллельным кодом в два такта. При этом чем меньше  $U_3$ , тем проще система записи, так как требуется импульс меньшей амплитуды  $U_3$  и длительности. При пониженных

температурах ( $-30 \dots -80^\circ \text{C}$ ) требуются более высокие напряжения  $U_3$ .

Требования к входной секции ПКМ другие, поэтому здесь целесообразно применять пьезокерамику с более высокими электрострикционными свойствами (обычно  $a' > a''$  в 2—5 раз, см. рис. 4.3).

ПКМ допускают  $\geq 10^6 \dots 10^9$  циклов перезаписи при практически неограниченном числе циклов неразрушающего считывания (до  $\approx 10^{15}$ ); при числе циклов перезаписи  $10^5 \dots 10^6$  допустимо снижение  $U_{сч}$  до 60—70%. Минимальная длительность импульса записи определяется временем зарождения доменов и движением доменных стенок в пьезокерамике; время переполаризации составляет порядка 50 мкс... 20 мс (частота перезаписи 50 Гц... 20 кГц). Удельные затраты мощности при записи и считывании составляют в среднем не более 10 мВт/бит.

Репрограммируемая матрица ПЗУ — интегральная пьезокерамическая микросхема 307РВ1 с памятью 1 байт (из материала ЦТС-19) выпускается в серийном производстве; на ее основе было создано энергонезависимое ЗУ с электрической перезаписью и информационной емкостью 32 Кбит/( $1024 \times 32$ ) [54]. Перезапись информации в микросхемах 307РВ1 производится напряжением  $U_3 = \pm 275 \text{ В}$ ; считывание импульсами  $U_в = k_\tau [t_1(t - \tau) + \tau t(t + \tau)]$  амплитудой 10 В, длительностью 1 мкс, частотой следования не более 20 кГц. Полярность первого (информационного) полупериода считанного сигнала амплитудой  $\pm 80 \text{ мВ}$  противоположна полярности импульса записи; длительность его составляет 0,4... 1,1 мкс. Схемотехническими приемами частоту следования импульсов считывания можно увеличить до значений не более 0,5... 1 МГц. Известны разработки интегральных ПКМ на 256 бит ( $32 \times 8$ ;  $16 \times 16$ ) и на 1024 бит ( $64 \times 16$ ) с пониженным  $U_3 \approx 20 \dots 48 \text{ В}$  и повышенной частотой считывания (до 300 кГц и выше).

В отличие от ферромагнитных материалов в ПК-элементах отсутствует абсолютный порог переключения; поле  $E_k$  является кажущимся, не истинным. Это порождает возможность их переключения воздействием циклов слабых полей и может быть использовано для реализации в ПКМ принципа амплитудного многоуровневого («аналогового») хранения информации с применением эффекта частичного переключения в диапазоне  $\pm P_r$ . При этом состояние стабильного частичного переключения  $\pm \Delta P_{ri}$  достигается приложением импульса поля с  $\tau_n > t_i$ , где  $t_i$  — время, определяемое эффектом неустойчивого переключения. В первом приближении процессы частичного переключения аддитивны, поэтому полное переключение достигается эквивалентной последовательностью частичных переключений  $\sum_{i=1}^N q_i = 2 P_r A$ , где  $q_i$  — заряд частичного переключения,  $A$  — площадь электродов.

Удельные потери за цикл переполаризации на гистерезис  $P_r \approx$

$\approx f \int_{P_1}^{P_2} E dP = f k_r A_n$ , где  $k_r$  — коэффициент пропорциональности;  $P_1, P_2$  — состояние поляризации;  $A_n$  — площадь петли диэлектрического гистерезиса (ПДГ). Для прямоугольной ПДГ  $P_r \approx 4f E_k P_r$ . Значение коэффициента прямоугольности  $k_{пр} = P_r / P_s$  некоторых типов пьезокерамик достигает 0,85... 0,95. «Аналоговая» запись в ПКМ, в частности в 307РВ1, позволяет обеспечить до 20 уровней  $\pm \Delta P_{ri}$  в диапазоне  $U_s$  при разрешающей способности ЦАП не хуже 80 мВ,  $U_b \leq 5$  В. Это позволяет в 10 раз и более увеличить емкость памяти. Однако при этом возможны появления ошибок, нестабильность и ограниченность времени хранения записанной информации.

Алгоритм амплитудного считывания информации при «аналоговой» записи оказывается более сложным. Поэтому более предпочтительным в ПКМ является фазовое считывание, при котором отношение сигнал-помеха выше, так как запись информации производится с использованием полного гистерезисного цикла. Многоуровневый способ по совокупности признаков при записи и считывании обладает существенными недостатками и применим лишь в специальных случаях.

Электрически репрограммируемые ЗУ на базе ПКМ могут иметь внешнюю и внутреннюю (встроенную) систему записи. Число блоков накопителя (БН) определяется организацией двоичного слова адреса. Структурные особенности и техническую реализацию ЗУ и модулей памяти определяют в основном способы записи и считывания информации в ПКМ [25, 57]. Применение репрограммируемых ЗУ целесообразно в системах, не требующих высокого быстродействия, для отработки алгоритмов управления, отладки программ ЭВМ. Они эффективны в микропроцессорных системах управления технологическими процессами, где часто требуются разнообразные наборы команд для выполнения конкретных задач в особых и переменных эксплуатационных условиях, что позволяет быстро производить смену программ или их изменение (допустима селективная и блочная смена информации, инверсия информации). Побайтовая организация придает ЗУ на ПКМ, в частности 307РВ1, определенную универсальность, позволяет развить микропрограммные средства и применять их в различных микропроцессорных системах для хранения констант, микропрограмм, интерпретирующих программ и т. д.

## 4.2. УМНОЖИТЕЛИ НА ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРАХ

В сегнетоэлектриках возможна генерация гармоник из-за нелинейности упругой деформации от напряжения возбуждения  $U$  [16]. Особенностью этих приборов является использование либо электрострикции как четного эффекта (деформация сегнетоэлектрика квадратична в зависимости от  $U$ ), при котором в спектре выходного сигнала отсутствуют гармонические составляющие, кратные сигналу возбуждения, либо нелинейных свойств пьезоматериала. Дальнейшая

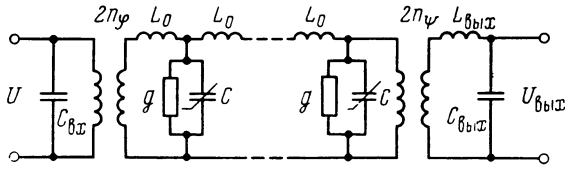


Рис. 4.4. Схема замещения ПТ

задача сводилась к фильтрации гармоник с помощью пьезофильтров. Однако использование фильтрующих свойств ПТ с одновременной нелинейностью упругой деформации позволяет непосредственно произвести умножение и избирательное преобразование с выделением соответствующих гармоник. Нелинейность механических эффектов можно оценить, рассматривая зависимость распределенной динамической емкости  $C$  в схеме замещения ПТ (рис. 4.4) от амплитуды приложенного напряжения  $U$ . Учитывая, что емкость  $C$  соответствует деформации  $S$  и предполагая существование нелинейности более высокого порядка, записываем [53]

$$C = C_0 + dE + bE^2 + \dots = C_0 + \sum_{n=1}^N f_n U^n, \quad (4.1)$$

где  $f_1 = d/a$ ,  $f_2 = b/a^2$  — толщина ПТ. Нелинейное дифференциальное уравнение в частных производных, описывающее процесс в схеме рис. 4.4, имеет вид

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} - L_0 C \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} - L_0 g \frac{\partial U}{\partial t} = 0, \quad (4.2)$$

где  $L_0$  — распределения динамическая индуктивность;  $g$  — распределенная проводимость потерь. Решение данного уравнения по методике, изложенной в [48], при малых потерях и слабой нелинейности в новой системе координат  $(\xi, \tau)$  с использованием преобразования  $\xi = x$ ,  $\tau = t - x\sqrt{L_0 C}$  имеет вид

$$\frac{\partial}{\partial \tau} \left[ 2\sqrt{L_0 C_0} \frac{\partial U}{\partial \tau} + L_0 C_0 \sum_{n=1}^N (n+1) f_n U^n \frac{\partial U}{\partial \tau} + L_0 g U \right] = 0. \quad (4.3)$$

Интегрируя (4.3), получаем

$$\frac{\partial U}{\partial \xi} - \sum_{n=1}^N \theta_n U^n \frac{\partial U}{\partial \tau} + \gamma U = 0, \quad (4.4)$$

где  $\gamma = \frac{L_0 g}{\sqrt{L_0 C_0}}$ ,  $\theta_n = \frac{\sqrt{L_0 C_0} (n+1)}{2} f_n$  — постоянные коэффициенты.

Выражение (4.4) представляет собой уравнение Лангранжа, решение которого будем искать в виде

$$\frac{\partial \xi}{1} = \frac{\partial \tau}{-\sum_{n=1}^N \theta_n U^n} = -\frac{\partial U}{\gamma U}. \quad (4.5)$$



Из (4.5) находим неполные интегралы, которые определяются как

$$\begin{cases} \tau - \frac{1}{\gamma} \sum_{n=1}^N \theta_n U^n = C_1, \\ \xi + \frac{1}{\gamma} \ln U = C_2. \end{cases}$$

При начальных условиях  $U=F(\tau)$ ,  $U|_{\tau=0}=e^{\gamma l}$ , исключая постоянные интегрирования  $C_1$  и  $C_2$ , имеем в неявном виде

$$\tau = F^{-1}(U e^{\gamma \xi}) - \frac{1}{\gamma} \sum_{n=1}^N \theta_n U^n (e^{\gamma \xi} - 1).$$

При синусоидальном напряжении  $U=U_0 \sin \omega t$  на входе уравнение (4.5) примет вид

$$W_\tau = \left( \sin \omega t + W_\tau^{n-1} \sum_{n=1}^N G_n W_\tau^{n-1} \right), \quad (4.6)$$

$$\text{где } W_\tau = \frac{U}{U_0} e^{\gamma \xi}, \quad G_n = \frac{\omega \theta_n U_0^n}{\gamma} (1 - e^{\gamma \xi}).$$

Разложение (4.6) в ряд Фурье дает следующие выражения для амплитуды напряжения в линии:

$$U = 2U_0 e^{-\gamma \xi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n(nk)}{nk} \sin \omega t, \quad (4.7)$$

$$\text{где } k = \sum_{n=1}^N G_n W_\tau^{n-1}$$

$$J_n(nk) = \frac{nk}{\pi} \int_0^\pi \sin \varphi \sin(n\varphi - nk \sin \varphi) (1 - G \cos \varphi) d\varphi \text{ — функция Бесселя}$$

$$\varphi = \omega t - k W_\tau.$$

Выражение (4.7), показывает, что в линии с распределенными параметрами (рис. 4.4) при наличии нелинейности волна напряжения, действующая на входе линии, меняет свой профиль, что соответствует обогащению спектра этой волны с расстоянием. Так как резонансные колебания связаны с консервацией энергии в ограниченном объеме, то возможность существования бегущей волны в такой линии исключается. Следовательно, при резонансных колебаниях в такой структуре будет сложный режим затухающей стоячей волны. Учитывая слабую нелинейность упругой деформации рассматриваемой пьезокерамики, записываем уравнение стоячей волны в ПТ с учетом граничных условий ( $x=l$ ) и выражения (4.6, 4.7) в виде

$$U = 2U_0 e^{-\gamma l} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n(nk_l)}{nk_l} \sin n \omega t \sin \left( \beta l - \frac{\pi}{2} \right), \quad (4.8)$$

$$\text{где } k_l = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U}{U_0} e^{\xi l} \frac{\omega \theta_n U_0^n}{\gamma} (1 - e^{\gamma l}).$$

Выражение (4.8) показывает, что в нелинейной системе возникают колебания на одной или нескольких частотах, несмотря на то, что частота возбужде-

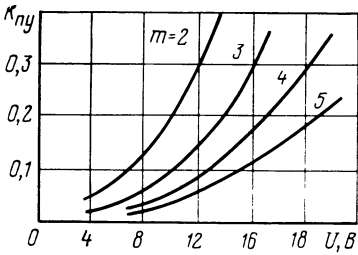


Рис. 4.5. Зависимость коэффициента преобразования от напряжения возбуждения

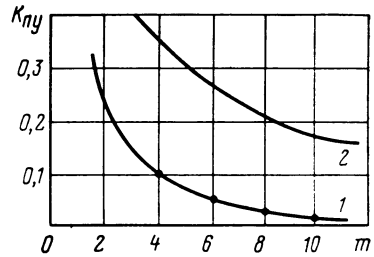


Рис. 4.6. Зависимость коэффициента преобразования от номера гармоники: 1 — материал ЦТБС-4; 2 — ЦТБС-4 с подслоем РbTe

ния не совпадает ни с одной из собственных частот ПТ. При наличии высокой добротности и значительного коэффициента трансформации на ПТ можно эффективно реализовать непосредственно умножение частоты. Условие умножения с учетом (4.8) имеет вид

$$2U_m K_{\tau m} > \sum_{n=1}^{\infty} U_n,$$

где  $K_{\tau m}$  — коэффициент трансформации ПТ на  $m$ -й гармонике

$$U_n = \frac{J_n(nkl)}{nkl} \sin n \omega t.$$

Необходимо отметить, что с ростом порядкового номера гармоники коэффициент трансформации ПТ падает. Поэтому на реальных структурах ПТ удастся реализовать умножение только до пятой гармоники. На более высоких частотах на выходе ПТ имеет место сложный спектр сигнала.

Отметим еще одну особенность твердотельного умножителя частоты, которая показывает условия генерации гармоник. Она вытекает непосредственно из выражения (4.7) при рассмотрении аргумента в функции Бесселя. При  $k=0$  не наблюдается искажение профиля волны, что возможно лишь в отсутствие нелинейности. Таким образом, условие  $k \neq 0$  соответствует появлению сложного спектра сигнала в линии при ее синусоидальном возбуждении. Причем с ростом напряжения возбуждения спектр обогащается. В ПТ имеем малые нелинейности, и величина  $k$  для керамики ЦТБС-4 лежит в пределах 0,005 ... 0,009. Поэтому коэффициент преобразования определяется как

$$K_{ny} = \frac{U_{\text{вых } m}(\omega)}{U(\omega)} \approx K_{\tau m} \frac{J_m(mk)}{m J_1(k)}.$$

Для ПТ с рабочей частотой первой гармоники  $f_0=22$  кГц ( $m=2$ ) в режиме умножения на частоте  $f_0=11$  кГц и параметрах  $K_{\tau}=100$ ,  $k \approx 0,005$  коэффициент преобразования равен 9,25 (рис. 4.5).

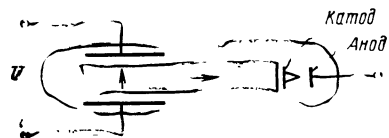


Рис. 4.7. Параметрический генератор на ПТ

Отсюда следует, что коэффициент преобразования в режиме умножения может приблизиться к единице благодаря значительному коэффициенту трансформации ПТ.

Для повышения коэффициента умножения (рис. 4.6) можно нарастить подслоя полупроводника (PbTe) на входную секцию. При этом вид основных расчетных соотношений для умножителей не изменяется, а перенормировка затрагивает лишь коэффициент  $f_n$  в (4.1). Следует отметить, что гармонический состав спектра можно менять в широких пределах, подавая одновременно с напряжением частоты умножения постоянное электрическое смещение на входную секцию ПТ.

### 4.3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ НА ОСНОВЕ ПЬЕЗОТРАНСФОРМАТОРА

Рассмотрим конструкцию ПТ, выполняющего функцию параметрического генератора (рис. 4.7). Генератор представляет собой баллон, наполненный неон под давлением 14 кПа. В баллон помещается ПТ и металлический электрод (анод) на расстоянии 1,5 мм от выходного электрода ПТ, имеющего иглообразную форму. На частоте  $f_p$  ПТ в определенном диапазоне амплитуд  $U$  на аноде рассматриваемого прибора возникают колебания, соответствующие резонансной частоте ПТ, но модулированные по амплитуде колебаниями, частота которых  $\Omega$  лежит в звуковом диапазоне и зависит от амплитуды входного сигнала  $U$ . Модулирующие колебания обусловлены S-образной зависимостью тока от напряжения в промежутке между анодом и катодом генератора (рис. 4.8), а также нелинейностью параметров. На участке I входное напряжение еще мало для ионизации промежутка между анодом и катодом и колебания отсутствуют. При возрастании входного напряжения происходит ионизация промежутка между анодом и катодом генератора (участок II). Наличие участка отрицательного дифференциального сопротивления при ионизации промежутка приводит к резкому уменьшению среднего за период вынужденных колебаний сопротивления этого промежутка и сопротивления нагрузки ПТ.

На участках I, II, III сопротивление промежутка равно соответственно  $Z_1, Z_2, Z_3$ . Тогда среднее за период сопротивление промежутка между анодом и катодом

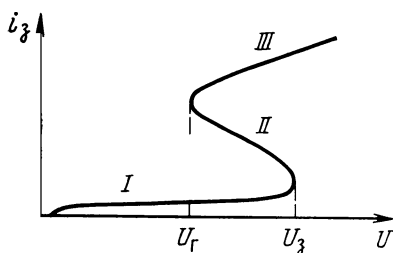


Рис. 4.8. Линеаризованная вольт-амперная характеристика промежутка анод — катод параметрического генератора:

$U_r$  — напряжение зажигания,  $U_g$  — напряжение гашения

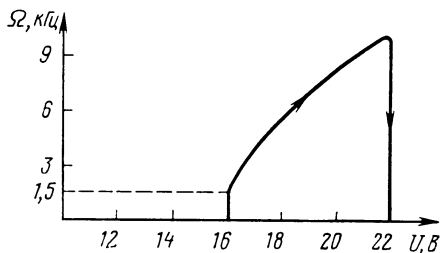


Рис. 4.9. Характеристика управления частотой

$$Z_{\text{ср}} = \frac{2}{T} \left( \int_0^{t_1} Z_1 dt - \int_{t_1}^{t_1+\tau} \alpha Z_2 dt + \int_{t_1+\tau}^{T/4} Z_3 dt + \int_{T/4}^{T/4+t_2} Z_3 dt - \right. \\ \left. - \int_{T/4+t_2}^{T/4+t_2+\tau} \alpha Z_2 dt + \int_{T/4+t_2+\tau}^{T/2} Z_1 dt \right),$$

$$\text{где } t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_3}{U_m}; \quad t_2 = \frac{1}{\omega} \arcsin \left( \frac{U_m - U_r}{U_m} \right); \quad \alpha = f \frac{\partial U_m}{\partial t}$$

— зависимость отрицательного дифференциального сопротивления ПТ от скорости изменения напряжения  $U_m$ ;  $\omega$  — частота напряжения питания ПТ;  $\tau$  — усредненное время ионизации и деионизации;  $U_m = K_T U$ . Из этого выражения получим

$$Z_{\text{ср}} = \frac{2}{T} \left[ (Z_1 - Z_3) t_1 + (Z_3 - Z_1) t_2 + \frac{T}{4} (Z_3 + Z_1) - (2\alpha Z_2 + Z_1 + Z_3) \tau \right].$$

После зажигания промежутка анод — катод его сопротивление вследствие ионизации резко падает. Уменьшение сопротивления промежутка во времени ведет к расстройке резонансной частоты ПТ и уменьшению его коэффициента передачи. Процесс уменьшения коэффициента передачи происходит с постоянной времени резонансной частоты  $\tau_{\text{уст}}$  и заканчивается при гашении промежутка

$$T_2 = -\tau_{\text{уст}} \ln \frac{U_r}{UK_T}.$$

После гашения промежутка анод — катод его сопротивление резко возрастает и коэффициент передачи с постоянной времени  $\tau_{\text{уст}}$  начинает расти. Следовательно,  $T_1 = -\tau_{\text{уст}} \ln \frac{UK_T}{U_3 \sqrt{1 + Q^2 (\Delta\omega/\omega)^2}}$ .

Период модулирующих колебаний будет выражаться как

$$T = T_1 + T_2 = \tau_{\text{уст}} \left[ \ln \frac{UK_T}{U_3 \sqrt{1 + Q^2 (\Delta\omega/\omega)^2}} + \ln \frac{U_r}{UK_T} \right].$$

Окончательно частота автомодуляционных колебаний запишется в виде

$$\Omega = \frac{1}{\tau_{\text{уст}}} \left[ \ln \frac{U_r}{UK_T} + \ln \frac{UK_T}{U_3 \sqrt{1 + Q^2 (\Delta\omega/\omega)^2}} \right]^{-1/2}.$$

Постоянная времени сдвига резонансной частоты ПТ определяется его добротностью. При возрастании амплитуды  $U$  происходят увеличение сопротивления потерь ПТ и ухудшение его добротности (за счет нелинейных свойств ПТ). При этом постоянная времени сдвига резонансной частоты уменьшается. Уменьшение времени сдвига резонансной частоты вызывает увеличение частоты модулирующих колебаний. Дальнейшее возрастание амплитуды  $U$  приводит к полной ионизации промежутка между анодом и катодом (участок III на рис. 4.8), т. е. к срыву модулирующих колебаний. Управление частотой модулирующих колебаний может быть осуществлено также подачей постоянного смещения на входную секцию ПТ.

Для ПТ, имеющего коэффициент передачи на х. х.  $K_T = 120$ , автомодуляционные колебания возникают при амплитуде  $U = 16$  В, их частота составляет 1500 Гц. Срыв автомодуляционных колебаний наблюдается при  $U = 22$  В. В зависимости от уровня входного сигнала частота колебаний меняется от 1500 Гц (при  $U = 16$  В) до 9 кГц (при  $U = 22$  В). Крутизна характеристик уп-

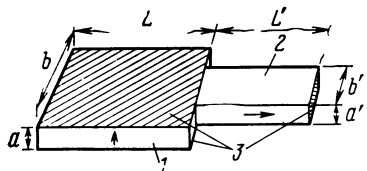


Рис. 4.10. ПТ поперечно-продольного типа:  
1 — секция возбуждения, 2 — генераторная секция, 3 — металлические электроды

При увеличении давления  $N_e$  в баллоне автомодуляционные колебания срываются. Подключив к выходу устройства амплитудный детектор, прибор можно использовать в качестве управляемого генератора колебаний низкой частоты с возможностью плавной перестройки свыше 15% при меньшем значении нижнего уровня частоты генерации. Благодаря почти линейной зависимости модулирующей частоты от напряжения смещения на входе ПТ устройство может работать как преобразователь «напряжение — частота». Для изменения угла наклона указанной зависимости достаточно изменить коэффициент передачи ПТ.

Вариантом твердотельного параметрического генератора может служить также конструкция ПТ поперечно-продольного типа с акустически рассогласованными секциями (рис. 4.10). Известно, что в монокристаллических пьезоструктурах возможны процессы параметрического деления частоты [45]. Эти процессы обусловлены вырожденным параметрическим взаимодействием между двумя контурными модами колебаний в кварцевых резонаторах. Похожее взаимодействие наблюдается между основной продольной модой растяжения и основной продольной модой изгиба по длине кварцевой пластины с  $18,5^\circ$ -срезом. В неоднородных поликристаллических пьезокерамических структурах преобладающее влияние имеет параметрическое взаимодействие, основанное на явлении доменной неустойчивости на границе раздела областей, имеющих ортогональные относительно одна другой направления поляризации.

Доменная неустойчивость на границе указанных областей обусловлена аномальными электрофизическими свойствами границы раздела (аномально низкой диэлектрической проницаемостью, девиацией пьезокоэффициента), возникающими вследствие эффектов экранирования поляризации. Поэтому при увеличении энергии акустических колебаний изменяется плотность заряда, наведенного на границе между секциями. Это ведет, в свою очередь, к перестройке равновесных ширин доменов соответственно в направлении, перпендикулярном и совпадающим с направлением распространения акустических колебаний, что изменяет упругие свойства границы раздела. Если на границе раздела имеется неоднородность, стимулирующая инициацию процесса движения  $90^\circ$  и  $180^\circ$  доменных стенок, здесь происходит формирование подвижных границ. Эти подвижные границы и обуславливают параметрические процессы в неоднородных пьезоструктурах. При подаче на электроды ПТ поперечно-продольного типа (рис. 4.7) входной секции синусоидального напряжения с частотой накачки  $f_n = n f_0$  ( $f_0$  — собственная резонансная частота ПТ  $f_0 = f_p$ ) при условии превышения некоторого порога возбуждения с электрода выходной секции снимается напряжение, частота которого либо в целое, либо в дробное число раз меньше частоты напряжения возбуждения, т. е. происходит процесс параметрического деления час-

равления частотой в рассматриваемом приборе составляет 1400...1320 Гц/В (рис. 4.9). При уменьшении коэффициента передачи ПТ диапазон амплитуд входного сигнала, при которых возникают модулирующие колебания, смещается в сторону более высоких напряжений.

Увеличение добротности ПТ приводит к сдвигу частотного диапазона генератора в сторону более низких частот.

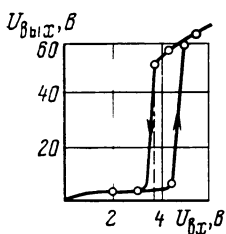


Рис. 4.11. Передаточная характеристика ПТ (стрелки указывают направления входного напряжения)

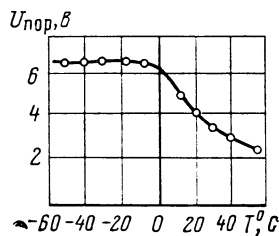


Рис. 4.12. Зависимость порогового значения амплитуды входного напряжения от температуры окружающей среды

тоты. Характеристика возбуждения гистерезисного типа для образцов из керамики ЦТБС-4 с геометрическими размерами  $a=a'=1$  мм,  $b=20$  мм,  $b'=7$  мм,  $L=L'=40$  мм, частота накачки  $f_n=168,3$  кГц, соответствующая генерация 1-й моды резонансных колебаний по длине приведена на рис. 4.11. Эффект преобразования частоты наблюдался в образцах, в которых генераторная секция и секция возбуждения были достаточно сильно акустически рассогласованы. При этом рассогласование вводилось уменьшением ширины генераторной секции по отношению к секции возбуждения.

Описанные явления деления частоты могут быть отнесены к процессам параметрической генерации, которая имеет место в резонаторах с нестационарной границей [60]. В резонаторах такого типа (в оптике, например, это резонатор с качающимся зеркалом) при выполнении определенных фазовых и амплитудных соотношений возникают колебания, частота которых ниже частоты накачки. В данном случае в качестве резонатора с нестационарной границей выступает генераторная секция ПТ.

Пьезотрансформаторы из пьезокерамики ЦТБС-4 и ЦТБС-7 с рассогласованными секциями, выполняющие функции частотного преобразователя, обладают также довольно значительным коэффициентом трансформации по напряжению, равным 15...20. Процесс генерации стабилизируется в области низких температур, близких к температуре жидкого азота (для указанных типов керамик фазовые переходы в области низких температур отсутствуют). Причем пороговое значение амплитуды в области низких температур также стабилизируется (рис. 4.12).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Физика сегнетоэлектрических явлений/Смоленский Г. А., Боков В. А., Крайник Н. Н. и др. — Л.: Наука, 1985. — 396 с.**
2. **Желудев И. С. Физика кристаллических диэлектриков. — М.: Наука, 1968.**
3. **Струков Б. А. Сегнетоэлектричество. — М.: Наука, 1979. — 185 с.**
4. **Барфут Жд. Введение в физику сегнетоэлектрических явлений: Пер. с англ./Под ред. Л. А. Шувалова. — М.: Мир. — 1970.**
5. **Яффе Б., Кук У., Яффе Г. Пьезоэлектрическая керамика: Пер. с англ./Под ред. Л. А. Шувалова. — М.: Мир, 1974.**
6. **Барфут Дж., Тейлор Дж. Полярные диэлектрики и их применение: Пер. с англ./Под ред. Л. А. Шувалова. — М.: Мир, 1981.**
7. **Лайнс М., Гласс А. Сегнетоэлектрики и родственные им материалы. — М.: Мир, 1981. — 736 с.**
8. **Физическая акустика:/Под ред. У. Мезона. Пер. с англ. — М.: Мир, 1966. — Т. 1: Методы и приборы ультразвуковых исследований.**
9. **Магнитные и диэлектрические приборы: Пер. с англ./Под ред. Г. В. Катца. — М.: Энергия, 1964. — Ч. 1.**
10. **Окадзак К. Технология керамических диэлектриков: Пер. с японск. — М.: Энергия, 1975.**
11. **Смажевская Е. Г., Фельдман Н. Б. Пьезоэлектрическая керамика. — М.: Сов. радио, 1971.**
12. **Глозман И. А. Пьезокерамика. — М.: Энергия, 1972. — 272 с.**
13. **Ferroelectrics, 1982, V43, N 1/2, p. 77—96.**
14. **Пат. 439.992 США/Розен К. А. — 29.06.1954.**
15. **Плужников В. М., Семенов В. С. Пьезокерамические твердые схемы. — М.: Энергия, 1971.**
16. **Лавриненко В. В. Пьезоэлектрические трансформаторы. — М.: Энергия, 1975.**
17. **Карташев И. А., Марченко Н. В. Пьезоэлектрические трансформаторы тока. — Киев: Техника, 1978.**
18. **Костиков В. Г., Никитин И. Е. Источники электропитания высокого напряжения радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1986. — 240 с.**
19. **Study of Piezoelectric Ceramic Transformers for High Voltages generation// Sumitomo Electric Technical, Rev 14, Japan, Osaka, 1970.**
20. **Ikushima H., Ohji K. Observation of Hladui Fiqures in Piezoelectric Ceramic Plates Rectangular form//J. Appl. Ph. — Japan, V13, N 1, Jan., 1974.**
21. **Высоковольтный источник напряжения на основе пьезоэлектрического трансформатора для поляризационных установок//Электронная техника. Сер. 10.— 1973. — Вып. 7.**
22. **Сегнетоэлектрическая керамика для пьезотрансформаторов/Ю. А. Пономарев, О. С. Дидковская, Г. Е. Савенкова и др. — Изв. АН СССР. Сер. № 5. — 1975.**
23. **Данов Г. А., Пономарев Ю. А., Выбор материалов с оптимальными свойствами для пьезотрансформаторов//Электронная техника. Сер. 5. — 1979. — Вып. 1.**
24. **Карташев Н. А., Лавриненко В. В., Мирошниченко А. П. Температурная стабильность характеристик пьезотрансформаторов//Диэлектрики и полупроводники. — Киев, 1977. — Вып. 12.**
25. **Ерофеев А. А. Пьезоэлектронные устройства автоматики. — Л.: Машиностроение, 1982. — 212 с.**
26. **Ерофеев А. А., Данов Г. А., Ушаков А. А. Пьезополупроводниковые источники для систем вторичного электропитания РЭА. — Л.: ЛДНТП, 1986. — 28 с.**

27. А. с. 953697 СССР. Пьезоэлектронный триггер/А. А. Ерофеев, В. С. Акопян. — Оpubл. 1982, Бюл. № 31.
28. А. с. 961109 СССР. Пьезоэлектронное одностабильное устройство/А. А. Ерофеев, В. С. Акопян. — Оpubл. 1982, Бюл. № 35.
29. А. с. 961110 СССР. Пьезоэлектронное генераторное устройство/А. А. Ерофеев, В. С. Акопян, А. А. Ушаков. — Оpubл. 1982, Бюл. № 35.
30. Фролов В. Н., Данов Г. А., Дрожжев В. В. Влияние режима работы пьезоэлектрического трансформатора на коэффициент электромеханической связи//Материалы радиоэлектроники. — М.: МИРЭА, 1979. — С. 110—114.
31. Линде Д. П. Радиопередающие устройства. — М.: Энергия, 1969.
32. Харкевич А. А. Избранные труды. — М.: Наука, 1974. — Т. 2.
33. Джагунов Р. Г., Ерофеев А. А. Пьезокерамические элементы в приборостроении и автомате. — Л.: Машиностроение, ЛО, 1986. — 256 с.
34. Данов Г. А., Парфенов Б. Г. Амплитудно-фазовые соотношения звена обратной связи пьезоэлектрических трансформаторов//Электронная техника. Сер. 5. — 1974. — Вып. 4.
35. Игумнов Д. В., Громов И. С., Фролов В. Н. Нагрузочная характеристика пьезоэлектрического трансформатора//Радиотехника. — 1977. — № 7.
36. Ерофеев А. А. Динамические свойства пьезоэлектрических трансформаторов и систем на их основе//Автоматика и телемеханика. — 1979. — № 2. С. 163—172.
37. Ерофеев А. А., Ушаков А. А. Частотное и фазочастотное управление в пьезополупроводниковых системах//Теория и техника обработки сигналов в многоканальных локационных системах: Межвуз. сб. — ЛИАП, 1981. — Вып. 152. — С. 122—128.
38. Расчет каскадов полупроводниковых передатчиков/В. М. Богачев, С. П. Кунина, Б. Е. Петров, И. А. Попов. — М.: МЭИ, 1964.
39. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах/Под ред. Р. А. Валитова, И. А. Попова. — М.: Сов. радио, 1973.
40. Фролов В. Н. Пьезополупроводниковые автогенераторы//Полупроводниковая электроника в технике связи; Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1976. — Вып. 17.
41. А. с. № 438009 СССР. Стабилизированный низковольтный преобразователь постоянного напряжения/Г. А. Данов, Б. Г. Парфенов. — Оpubл. 1974, Бюл. № 28.
42. А. с. № 983689 СССР. Пьезополупроводниковый стабилизатор постоянного напряжения/Г. А. Данов, А. А. Ерофеев. — Оpubл. 1982, Бюл. № 47.
43. Спирин Ю. Л., Фролов В. Н., Дрожжев В. В. Интерполяционный метод расчета пьезоэлектрических трансформаторов//Полупроводниковая электроника в технике связи; Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1980. — Вып. 20.
44. Преобразователи постоянного напряжения с использованием пьезотрансформаторов/А. А. Богомаз, А. А. Ерофеев, В. К. Захаров и др.//Электронная техника в автоматике, 1982. — С. 116—125.
45. Схемы управления статическими преобразователями на базе пьезотрансформаторов//А. А. Ерофеев, В. К. Захаров, В. А. Калинин и др.//Современные задачи преобразовательной техники//ИЭД АН УССР. — Киев, 1975. — Вып. 6. — С. 367—370.
46. Игумнов Д. В., Фролов В. Н., Громов И. С. Влияние напряжения смещения на свойства пьезоэлектрического трансформатора//Микроэлектроника. — 1976. — Т. 5. — № 4.
47. Электрическая перестройка пьезоэлектрических трансформаторов/В. В. Дрожжев, И. С. Громов, Д. В. Игумнов, В. Н. Фролов//Тр. 3-й науч.-техн. конф. по информационной акустике. — М.: 1977.
48. Скотт Э. Волны в активных и нелинейных средах в приложении к электронике//АКИАН АН СССР. — М.: 1977.
49. Фролов В. Н., Спирин Ю. Л., Дрожжев В. В. Умножительный режим пьезоэлектрического трансформатора//Тр. 5-й науч.-техн. конф. по информационной акустике. — М., АКИАН АН СССР, 1980.
50. А. с. 961108 СССР. Пьезоэлектронный триггер/А. А. Ерофеев, В. С. Акопян, А. А. Ушаков. — Оpubл. 1982, Бюл. № 35.
51. Ерофеев А. А., Проклин А. И. Разработка и исследование низковольтных



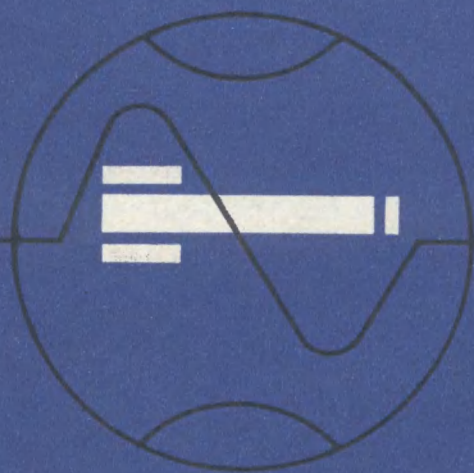
- пьезотрансформаторных устройств электропитания//Применение пьезоактивных материалов в промышленности. — Л.: ЛДНТП, 1985.
52. Червинский М. М. Сегнетоэлектрики и перспективы их применения в вычислительной технике. — М. — Л.: Госэнергиздат, 1962. — 135 с.
  53. Действие проникающей радиации на изделия электронной техники/В. М. Кулаков, Е. А. Ладыгин, В. И. Шаховцев и др. — М.: Сов. радио, 1980. — 224 с.
  54. Никандров В. С., Скороспелов Е. А. Экспериментальное исследование зависимости параметров выходного сигнала пьезокерамического запоминающего элемента от параметров импульса возбуждения//Электронная техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты. — 1976. — Вып. 5. — С. 104—108.
  55. Томашпольский Ю. Я. Пленочные сегнетоэлектрики. — М.: Радио и связь, 1984. — 192 с.
  56. Дьелесан Э., Руай Е. Д. Упругие волны в твердых телах: Применение для обработки сигналов: Пер. с фр./Под ред. В. В. Леаманова. — М.: Наука, 1982. — 424 с.
  57. А. с. 983753 СССР. Запоминающее устройство/А. А. Ерофеев, В. С. Акопян, А. А. Ушаков. — Оpubл. 1982, Бюл. № 47.
  58. Оптическая голография: Пер. с англ./Под ред. Г. Колфида. — М.: Мир, 1982. — 736 с. — 2 т.
  59. Преобразователи частоты на основе несимметричной пьезоструктуры/В. В. Беляев, Г. А. Данов, А. Т. Королев и др.//Микроэлектроника, 1984. — Т. 13. Вып. 1.
  60. Кабанов Д. А. Функциональные устройства с распределенными параметрами: Основы теории и расчета. — М.: Сов. радио, 1979.
  61. А. с. 600640 СССР. Способ частотно-амплитудного управления напряжением в пьезополупроводниковых преобразователях/А. А. Ерофеев. — Оpubл. 1978, Бюл. № 12.
  62. А. с. 646392 СССР. Способ управления выходным напряжением в пьезополупроводниковом преобразователе/А. А. Ерофеев. — Оpubл. 1979, Бюл. № 5.
  63. А. с. 739500 СССР. Способ адаптивного управления напряжением в пьезополупроводниковых преобразователях и устройство для его осуществления/А. А. Ерофеев. — Оpubл. 1980, Бюл. № 21.
  64. А. с. 720575 СССР. Способ управления выходным напряжением в пьезополупроводниковом преобразователе/А. А. Ерофеев. — Оpubл. 1980, Бюл. № 9.
  65. А. с. 760246 СССР. Способ фазового управления в пьезоэлектрическом трансформаторе и устройство для его осуществления/А. А. Ерофеев, Н. Миждорж. — Оpubл. 1980, Бюл. № 32.
  66. А. с. 799052 СССР. Способ управления преобразователем на базе пьезоэлектрического трансформатора/А. А. Ерофеев, А. А. Ушаков. — Оpubл. 1981, Бюл. № 3.
  67. А. с. 754391 СССР. Стабилизированный пьезотрансформаторный источник питания постоянного напряжения/А. А. Ерофеев, А. А. Ушаков, В. Е. Бахмутский, В. И. Орехов. — Оpubл. 1980, Бюл. № 29.
  68. А. с. 764015 СССР. Пьезополупроводниковый частотно-управляемый стабилизатор напряжения/А. А. Ерофеев, А. А. Ушаков, В. К. Захаров и др. — Оpubл. 1980, Бюл. № 34.
  69. А. с. 800974 СССР. Стабилизатор постоянного напряжения на базе ПЭТ/А. А. Ерофеев, А. А. Ушаков, Г. А. Данов, Б. Г. Парфенов. — Оpubл. 1981, Бюл. № 4.
  70. А. с. 851687 СССР. Стабилизированная система электропитания на базе ПЭТ/А. А. Ерофеев, А. А. Ушаков, В. К. Захаров. — Оpubл. 1981, Бюл. № 25.
  71. А. с. 926636 СССР. Пьезополупроводниковый стабилизатор постоянного напряжения/А. А. Ерофеев, А. А. Ушаков, В. И. Орехов, Г. А. Данов. — Оpubл. 1982, Бюл. № 17.
  72. Кожарский Г. В., Орехов В. И. Методы автоматизированного проектирования источников вторичного электропитания. — М.: Радио и связь, 1985. — 108 с.
  73. Сорокин А. А. Релаксация поляризации в пьезоматериалах системы ЦТС при ударном возбуждении//Материалы и элементы электротехнических устройств: Межвуз. тем. сб. № 61. — М.: 1985. — С. 54—58.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
<b>1. Физические принципы работы пьезотрансформаторов . . . . .</b>	<b>4</b>
1.1. Пьезоэлектричество и электромеханические явления в пьезокерамике . . . . .	4
1.2. Основные типы и конструкции пьезотрансформаторов . . . . .	10
1.3. Свойства простых и модифицированных пьезокерамических материалов для пьезотрансформаторов . . . . .	16
1.4. Параметры пьезотрансформаторов и методика их расчета . . . . .	21
<b>2. Свойства и особенности характеристик пьезотрансформаторов . . . . .</b>	<b>39</b>
2.1. Статические и динамические свойства пьезотрансформаторов . . . . .	39
2.2. Амплитудно-фазовые соотношения в пьезотрансформаторах . . . . .	49
2.3. Способы управления режимами пьезотрансформаторов . . . . .	56
<b>3. Источники вторичного электропитания на базе пьезотрансформаторов . . . . .</b>	<b>69</b>
3.1. Особенности построения преобразователей автогенераторного типа . . . . .	69
3.2. Функционально-узловой (модульный) принцип построения ИВЭП . . . . .	77
3.3. Высоковольтные и низковольтные ИВЭП . . . . .	88
3.4. Цифровое управление ИВЭП . . . . .	96
3.5. Методы расчета ИВЭП с пьезотрансформаторами . . . . .	108
<b>4. Применение пьезотрансформаторов в устройствах вычислительной техники и радиоэлектронике . . . . .</b>	<b>114</b>
4.1. Пьезокерамические структуры для устройств вычислительной техники . . . . .	114
4.2. Умножители на пьезотрансформаторах . . . . .	118
4.3. Параметрические генераторы на основе пьезотрансформатора . . . . .	122
Список литературы . . . . .	126

70 к.

ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ  
ТРАНСФОРМАТОРЫ  
И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ  
В РАДИО-  
ЭЛЕКТРОНИКЕ



РАДИО И СВЯЗЬ