

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Омский государственный технический университет»

**Д.А. Негров, Е.Н. Еремин, А.А. Новиков
Л.А. Шестель**

**УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ
СИНТЕЗА ПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ
МАТЕРИАЛОВ**

Монография

**Омск
Издательство ОмГТУ
2012**

УДК 534:691.175
ББК 34.56+38.36
Н-41

Рецензенты:

Акимов В.В., заведующий кафедрой «Технология конструкционных материалов и специальных технологий» ФГБОУ ВПО «Сибирская автомобильно-дорожная академия», д.т.н., доц.

Андреева Е.Г., заведующая кафедрой «Электрическая техника» ФГБОУ ВПО «Омский государственный технический университет», д.т.н., проф.

Негров Д.А.

Н-41 Ультразвуковые колебательные системы для синтеза полимерных композиционных материалов: монография/ Д.А. Негров, Е.Н. Еремин, А.А. Новиков, Л.А. Шестель. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2012. – 128 с.

ISBN 978–5–8149–1323–4

В монографии рассмотрены различные виды колебательных систем, их классификация и требования предъявляемые к ним. Изложены принципы построения и методы проектирования генераторных систем. Отмечены особенности работы тиристорных и транзисторных схем генераторов. Показаны преимущества использования различных технологий MOSFET и IGBT для повышения надежности схем генераторов. Рассмотрены системы управления и регулирования выходных параметров ультразвуковых генераторов. Проанализированы вопросы построения и методы проектирования генераторных систем. Приведена методика расчета ультразвукового инструмента для синтеза полимерных композиционных материалов.

Книга, предназначенная в первую очередь для инженерно-технических работников промышленных предприятий, будет также полезна студентам, магистрам и аспирантам, обучающимся по специальностям, связанным с проектированием оборудования и разработкой специальных технологий создания новых материалов.

**УДК 534:691.175
ББК 34.56+38.36**

ISBN 978–5–8149–1323–4 © ОмГТУ, 2012

Введение

1. Ультразвуковые колебательные системы

1.1. Общие сведения об ультразвуковых колебаниях

1.2. Металлические магнитострикционные преобразователи

1.3. Пьезокерамические преобразователи

1.4. Виды колебательных систем и их классификация

1.5. Требования к колебательным системам

2. Источники питания электроакустических преобразователей

2.1. Тиристорные ультразвуковые инверторы

2.2. Транзисторные ультразвуковые генераторы

2.3. Системы авторегулирования и управления ультразвуковым генератором

2.3.1. Системы управления частотой

2.3.2. Системы регулирования выходных параметров

2.4. Использование разработок технологии MOSFET и IGBT в ультразвуковых генераторах

2.4.1. Элементы MOSFET и IGBT в силовых генераторных структурах

2.4.2. Элементы MOSFET и IGBT в системах управления и регулирования параметров

3. Ультразвуковой инструмент для синтеза полимерных композиционных материалов

3.1. Методика расчета ультразвукового инструмента для прессования полимерных композиционных материалов

3.2. Экспериментальное определение влияния технологической нагрузки на частоту колебаний волновода

Список литературы

Введение

Создание машин нового поколения гражданского, военного и двойного применения неразрывно связано с применением новых материалов, обладающих комплексом высоких физико-механических свойств, пригодных для применения в жестких условиях эксплуатации.

В этом отношении большое значение имеет обеспечение высокой надежности и долговечности металлополимерных узлов трения из полимерных композиционных материалов (ПКМ), широко применяющихся в современных машинах и технологическом оборудовании.

Важными факторами, определяющими выбор материалов для узлов трения, являются высокие триботехнические свойства, т.е. низкий коэффициент трения и высокая износостойкость в сочетании с высокими (применительно к полимерам) характеристиками конструктивных свойств.

Поэтому, разработка технологий получения новых полимерных композиционных материалов с оптимальными эксплуатационными характеристиками является весьма актуальной задачей.

Повышение механических и триботехнических свойств полимерных композиционных материалов за счет введения различных модификаторов в полимерную матрицу и интенсификации режимов технологических операций в значительной степени уже изучено.

Авторы предлагают обеспечить повышение механических и триботехнических свойств полимерных материалов за счет приложения внешнего энергетического воздействия, в частности, ультразвуковых колебаний, для активации компонентов непосредственно при синтезе композита.

Применению ультразвука для интенсификации технологических процессов, особенно в области полимерных материалов, посвящено относительно небольшое количество научных публикаций, большинство из которых значительно устарели.

Проблема ультразвукового воздействия для интенсификации процессов синтеза полимерных композиционных материалов обуславливает необходимость применения акустических систем для получения колебаний необходимой амплитуды и частоты.

В книге приведены общие сведения об ультразвуковых колебаниях, подробно рассмотрены металлические магнитострикционные и пьезокерамические преобразователи, виды колебательных систем.

Значительная часть материала книги отведена источникам питания электроакустических преобразователей. Изложены принципы построения и методы проектирования генераторных систем. Отмечены особенности работы тиристорных и транзисторных схем генераторов. Показаны преимущества использования различных технологий MOSFET и IGBT для повышения надежности схем генераторов. Рассмотрены системы управления и регулирования выходных параметров ультразвуковых генераторов.

На основании проведенных исследований предложена методика расчета инструмента для ультразвукового прессования изделий из ПКМ, которая удов-

летворяет максимальной частотной устойчивости при технологически обоснованном коэффициенте усиления волновода.

В книге приведены результаты теоретико-экспериментальных исследований влияния характера и величины технологической нагрузки при прессовании на эффективность работы ультразвуковых систем. Обоснована форма волноводной системы инструмента. Установлены зависимости показателя частотной устойчивости колебаний акустического узла от коэффициента усиления для различных видов волноводов – пуансонов. Это позволило решить задачу стабилизации режима ультразвукового прессования ПКМ. Разработана методика расчета акустических параметров ультразвуковой системы. Отработаны режимы ультразвукового прессования. Установлены экспериментальные зависимости прочностных свойств ПКМ от параметров ультразвукового прессования.

В монографии обобщены многолетние системные исследования, проведенные авторами в Омском государственном техническом университете, позволившие накопить обширный материал в области применения ультразвука в технологических процессах машиностроительного производства. Этот материал составляет основу данного издания.

1. Ультразвуковые колебательные системы

1.1. Общие сведения об ультразвуковых колебаниях

Звук — это механическая продольная волна, в которой колебания частиц находятся в той же плоскости, что и направление распространения энергии (рис. 1.1).

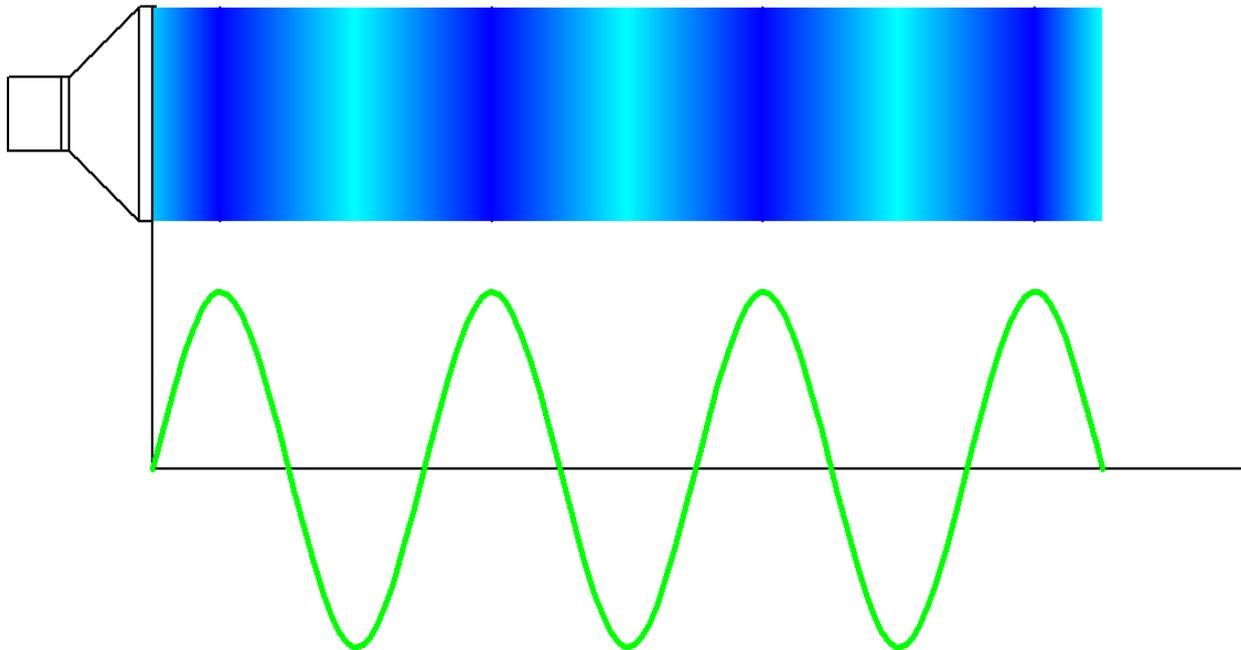


Рис. 1.1. Визуальное и графическое представление изменений давления и плотности в ультразвуковой волне

Распространение звуковых колебаний в сплошной среде представляет собой волнообразный процесс. Если в сплошной среде – газах, жидкостях или твердых телах частицы среды окажутся выведенными из положения равновесия, то упругие силы, действующие на них со стороны других частиц, будут возвращать их в положение равновесия. При этом частицы будут совершать колебательное движение. Колебания с частотой от 1 до 20 Герц (Гц) называются инфразвуковыми, при частоте от 20 Гц до 16...20 кГц колебания создают слышимые звуки. Ультразвуковые колебания соответствуют частотам от 16...20 кГц до 10^8 Гц, а колебания с частотой более 10^8 Гц получили название гиперзвуковых [2].

Частицы среды, участвующие в волновом движении, колеблются около своего положения равновесия. При распространении волны происходит перенос энергии упругой деформации и отсутствует перенос (поток) вещества, так как точки положения равновесия, около которых совершают колебания частицы, не перемещаются.

Волновой процесс может быть представлен в виде волнового уравнения, которое в общем виде описывает процесс распространения упругих возмуще-

ний в среде. Волновое уравнение для продольной плоской волны, распространяющейся в среде вдоль оси x , определяется из формулы [1]:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial \tau^2} = c \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} \quad (1.1)$$

где ξ – смещение колеблющейся частицы; τ – время; x – расстояние от источника колебаний; c – скорость звука в среде.

Скорость звука c , является величиной характерной для каждой среды и зависит от упругости среды и ее плотности:

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (1.2)$$

где E – модуль Юнга, ρ – плотность среды.

Волновое уравнение (1.1) выражает зависимость смещения ξ , от положения равновесия колеблющихся точек среды в зависимости от времени τ процесса и от расстояния x до источника колебаний. Частные виды волнового уравнения позволяют описать распространение волны для многих практических случаев.

Ультразвуковые волны распространяются во все стороны от источника колебаний. При этом около каждой частицы среды находятся другие частицы, колеблющиеся с ней в одинаковой фазе. Совокупность точек, обладающих одинаковой фазой колебаний, называется волновой поверхностью.

Фронтом волны (волновым фронтом) называется совокупность точек, до которых колебания доходят к определенному моменту времени. Фронт волны в каждый момент времени только один, и он все время перемещается. Волновые поверхности остаются неподвижными. В зависимости от формы волновой поверхности различают плоские, цилиндрические и сферические волны. В простейшем случае волновые поверхности плоские, и волна называется плоской. Источником колебаний в этом случае является плоскость. Волны, у которых волновые поверхности являются концентрическими цилиндрами, называются цилиндрическими волнами. Центр возбуждения таких волн имеет форму прямой линии или цилиндра.

Сферические волны имеют волновые поверхности в виде концентрических сфер. Сферические волны создаются точечными или шарообразными источниками, радиусы которых много меньше, чем длина волны (если радиус источника больше длины волны, то волну можно считать плоской) [78].

Уравнение плоской волны, распространяющейся вдоль оси x , если источник возбуждения совершает гармонические колебания с угловой частотой ω и амплитудой ξ_m имеет вид [23]

$$\xi = \xi_m \sin \left[\omega \left(\tau \pm \frac{x}{c} \right) + \alpha \right]. \quad (1.3)$$

Начальная фаза волны α определяется выбором начала отсчета координаты x и времени τ . При рассмотрении одной волны начало отсчета обычно выбирают так, чтобы $\alpha=0$. В этом случае уравнение (1.3) можно записать в виде:

$$\xi = \xi_m \sin \omega \left(\tau \pm \frac{x}{c} \right). \quad (1.4)$$

Уравнение (1.4) описывает бегущую волну, распространяющуюся в сторону возрастающих или убывающих значений. Оно является решением волнового уравнения (1.1) для плоской волны.

Волна характеризуется следующими параметрами:

– длина волны λ — это расстояние, которое проходит волна, пока частица среды совершает одно колебательное движение. Расстояние между соседними максимумами или минимумами возмущения считают длиной волны. При этом длина волны λ связана с частотой f через скорость распространения волны в данном материале c : $\lambda = c/f$ (рис.1.2) [70];

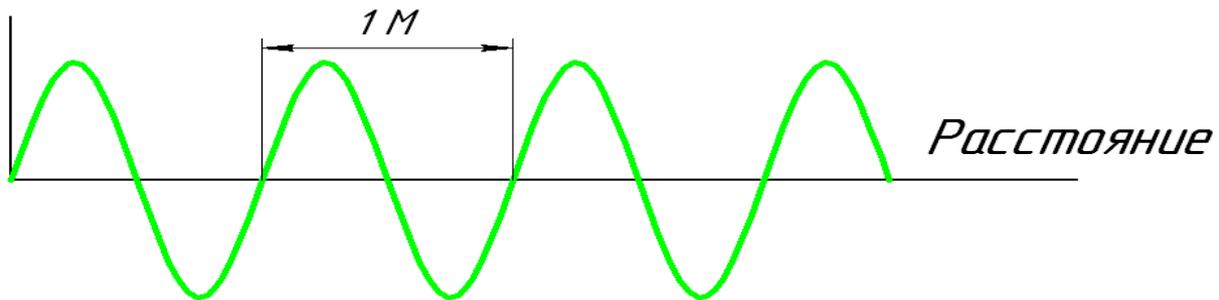


Рис. 1.2. Длина волны

– амплитуда колебаний ξ – представляет собой максимальное смещение частицы из положения равновесия во время ее колебательного движения, вызванного возбуждением частиц среды (рис. 1.3);

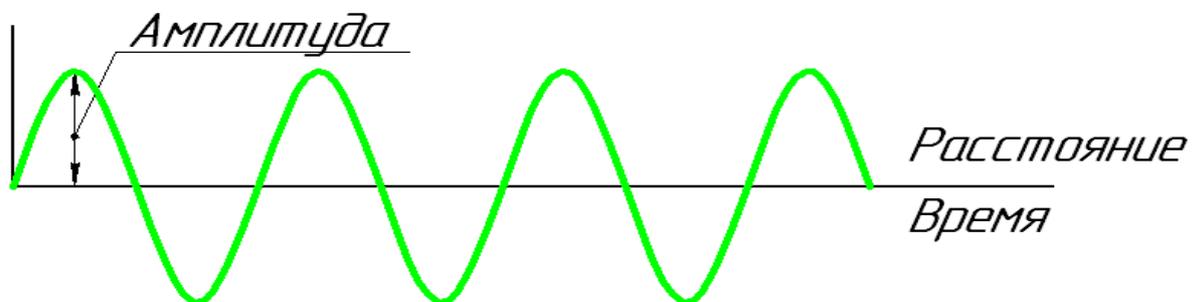


Рис. 1.3. Амплитуда ультразвуковой волны

– частота колебаний f – это число колебаний, совершаемых частицей среды за одну секунду. Для звуковых волн, генерируемых средой, характерен непрерывный ряд или диапазон частот. Самая низкая частота волны называется основной или собственной, а остальные являются гармониками или обертонами. Частота второй гармоники в два раза превышает собственную частоту системы. Аналогично частота третьей гармоники превышает ее в три раза и т.д. (рис.1.4);

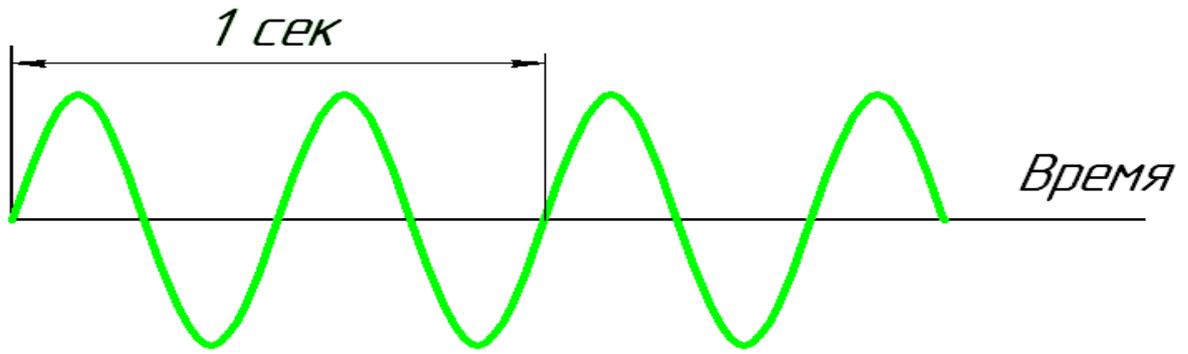


Рис. 1.4. Частота ультразвуковой волны 2 цикла в 1 с = 2 Гц

– период колебаний T – это время, необходимое частице для совершения одного колебательного движения (рис.1.5).

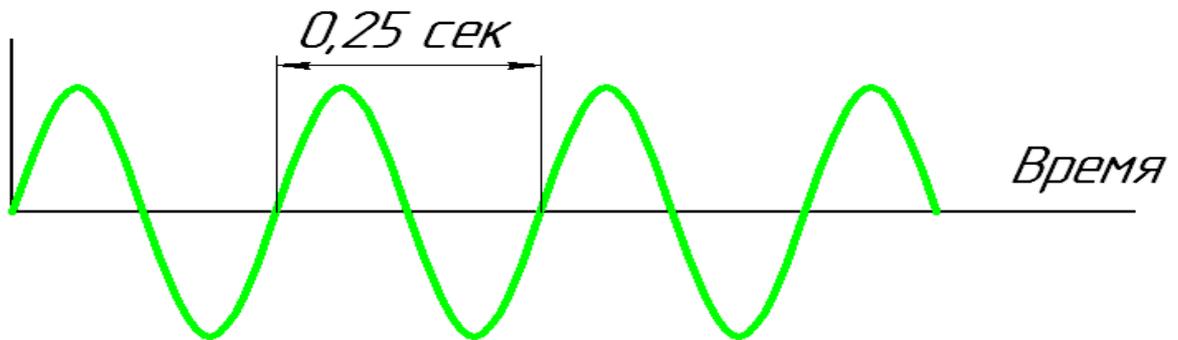


Рис. 1.5. Период колебаний ультразвуковой волны

– колебание – это возвратно-поступательное движение из одного крайнего положения в другое и обратно через положение равновесия; Фаза колебаний φ — это отношение смещения колеблющейся частицы в данный момент времени к его амплитудному значению. Если точки колебательного процесса находятся в одной фазе (их разность фаз составляет 2π), то расстояние между этими двумя точками равно одной длине волны λ ;

– скорость перемещения фазы или фазовая скорость распространения колебаний C — это расстояние, пройденное волной за одну секунду.

Ультразвуковые волны различают по направлению колебаний частиц относительно направления распространения волны, если частицы среды колеблются по линии, совпадающей с направлением распространения волны, то такие волны называют продольными (рис. 1.6, а). Когда смещение частиц среды происходит в направлении, перпендикулярном направлению распространения волны, волны называют поперечными (рис. 1.6, б).

В жидкостях и газах распространяются только продольные волны, поскольку упругие деформации в них возникают только при сжатии. При сдвиге упругие деформации не возникают. В твердых телах могут распространяться как продольные, так и поперечные волны, так как твердые тела обладают упругостью формы, т. е. стремятся сохранить свою форму при воздействии на них механических сил [44].

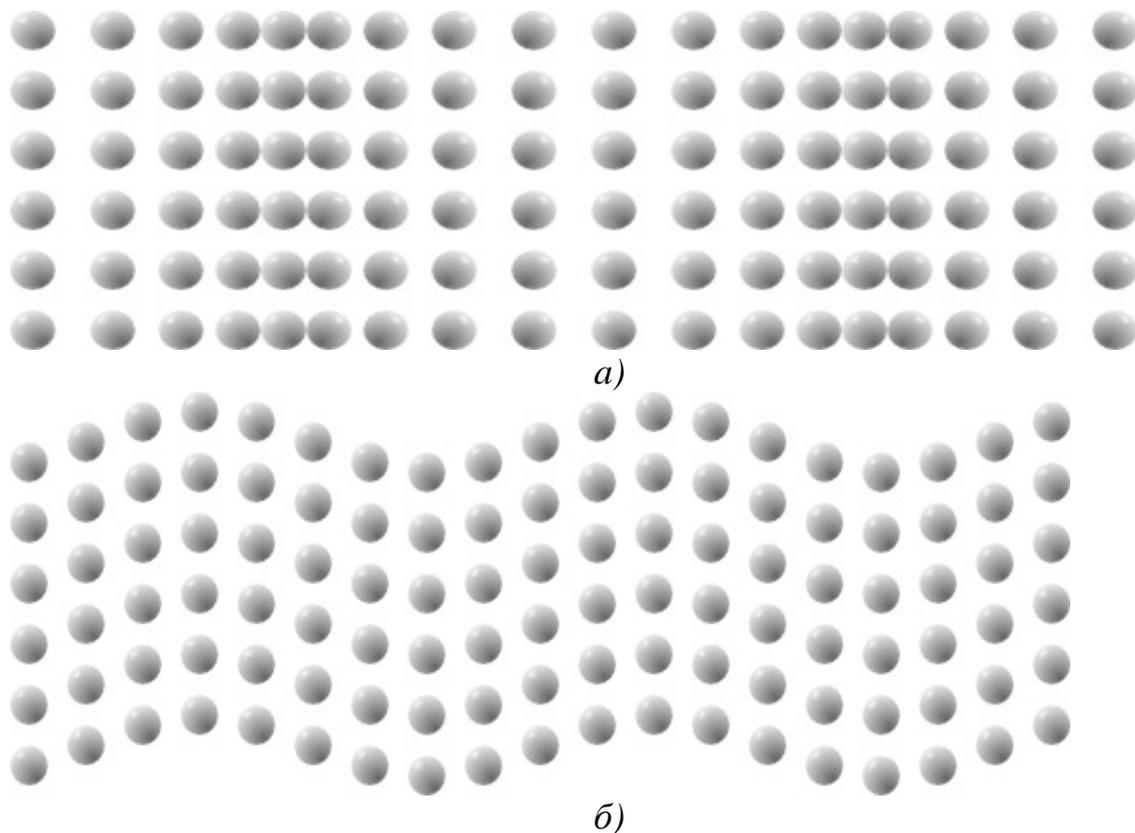


Рис. 1.6. Движение частиц при распространении волны

- а) движение частиц среды при распространении продольной волны;
 б) движение частиц среды при распространении поперечной волны.

Упругие деформации и напряжения возникают в них не только при сжатии, но и при сдвиге. В твердых телах ограниченного размера, например в стержнях, пластинах, картина распространения волн более сложная. В них возникают волны, являющиеся комбинацией двух основных типов — продольных и поперечных — крутильные, изгибные, поверхностные. Тип волн в твердом теле зависит от характера возбуждения колебаний, формы твердого тела, его размеров по сравнению с длиной волны. При определенных условиях могут существовать одновременно волны нескольких типов. Смещение частиц среды происходит как перпендикулярно направлению распространения волны, так и вдоль него, что и приводит к возникновению изгибной волны [22].

Ультразвуковым полем называется часть среды, заполненная ультразвуковой волной. Важнейшими величинами, характеризующими ультразвуковое поле, являются: колебательное смещение ξ частиц, колебательная скорость v , звуковое давление $p_{зв}$. Все эти величины связаны друг с другом. Задание пространственно-временного закона изменения одной из них полностью определяет пространственно-временные зависимости всех остальных.

Смещение частиц в плоской продольной волне определяется уравнением (1.4). Продифференцировав уравнение (1.4) по времени [1] можно определить скорость частиц:

$$v = \frac{\partial \xi}{\partial \tau} = \omega \xi_m \cos \omega \left(\tau - \frac{x}{c} \right). \quad (1.5)$$

Рассматривается случай возрастающих значений x , поэтому в скобке знак « + » опущен. Максимальное значение колебательной скорости $v_v = \omega \xi_m$, где ω – угловая частота; ξ_m – амплитуда смещения.

Распространение в упругой среде продольных звуковых волн связано с объемной деформацией. Колебания частиц среды с периодически меняющимся ускорением приводят к возникновению в среде меняющегося во времени и пространстве избыточного давления. Давление, вызываемое деформацией среды, называется звуковым давлением $p_{зв} = -\sigma$, где σ – упругое напряжение.

Согласно закону Гука, при деформациях среды $\varepsilon \ll 1$ напряжение пропорционально деформации [23]:

$$\sigma = E\varepsilon, \quad (1.6)$$

где E – модуль Юнга. Деформацию ε в сечении с координатой x определяем, дифференцируя уравнение (1.4) по x :

$$\varepsilon = \frac{\partial \xi}{\partial x} = -\frac{\omega}{c} \xi_m \cos \omega \left(\tau - \frac{x}{c} \right). \quad (1.7)$$

Подставляя значение ε в уравнение (1.6) и приняв $E = \frac{c^2}{\rho}$, получаем:

$$\sigma = -\omega \xi_m \rho c \cos \omega \left(\tau - \frac{x}{c} \right). \quad (1.8)$$

Звуковое давление:

$$p_{зв} = -\sigma = \omega \xi_m \rho c \cos \omega \left(\tau - \frac{x}{c} \right). \quad (1.9)$$

Максимум звукового давления $p_m = \rho c \omega \xi_m$. Произведение ρc является величиной, характеризующей акустические свойства среды, и называется волновым сопротивлением. В плоской волне давление и скорость изменяются синфазно и на 90° сдвинуты относительно смещения.

При отсутствии затухания энергия ультразвуковой волны представляет собой сумму потенциальной и кинетической энергии колеблющихся частиц. Кинетическая энергия в единице объема с учетом уравнения (1.5) равна [1]:

$$W_k = \frac{\rho v^2}{2} = \left[\rho \xi_m^2 \omega^2 \cos^2 \omega \left(\tau - \frac{x}{c} \right) \right] / 2. \quad (1.10)$$

Так как потенциальная энергия имеет то же значение, что и кинетическая, полная средняя энергия в единице объема среды, называемая плотностью звуковой энергии, составляет:

$$E_{зв} = \frac{\rho v_m^2}{2} = \frac{\rho \xi_m^2 \omega^2}{2}. \quad (1.11)$$

Интенсивность ультразвуковых колебаний, или сила звука, представляет энергию, переносимую ультразвуковой волной через единичную площадку, перпендикулярную направлению распространения волны, за единицу времени:

$$I = E c = \frac{\rho c \omega^2 \xi_m^2}{2}. \quad (1.12)$$

Учитывая, что $\rho c \omega \xi_m = p_m$, получаем:

$$I = \frac{p_m^2}{2 \rho c}, \quad (1.13)$$

т. е. сила звука прямо пропорциональна квадрату амплитуды звукового давления и обратно пропорциональна волновому сопротивлению среды.

В качестве единицы интенсивности ультразвуковых колебаний в технике обычно применяют ватт на квадратный сантиметр. Интенсивность $I=0,1 - 10 \text{ Вт/см}^2$ считают средней, а интенсивность $I > 10 \text{ Вт/см}^2$ – большой.

Результаты расчета интенсивности по формуле (1.12) превышают получаемые на практике. Это объясняется тем, что волновое сопротивление не остается постоянным и равным ρc , а меняется в зависимости от структуры ультразвукового поля.

Характер распространения ультразвуковой волны и ее параметры в значительной мере зависят от свойств среды. К основным акустическим характеристикам относятся скорость звука $c = \lambda f$ (скорость перемещения в среде упругой волны) и волновое сопротивление ρc .

Скорость звука может быть вычислена решением волнового уравнения (1.1), однако на практике обычно пользуются табличными значениями. Так как в жидкостях и газах распространяются только продольные волны, скорость звука в них – это скорость распространения продольных волн. В твердых телах различные типы волн распространяются с различной скоростью. Если продольная волна распространяется в стержне постоянного сечения, у которого поперечный размер значительно меньше длины волны, то скорость звука в стержне определяется формулой [40]:

$$c = \sqrt{E/\rho} \quad (1.14)$$

Скорость поперечной (сдвиговой) волны определяется из выражения:

$$c_{\text{попер}} = \sqrt{g/\rho}, \quad (1.15)$$

где g – модуль сдвига. Скорость распространения продольных волн всегда больше, чем скорость поперечных волн.

При распространении ультразвуковой волны в реальной упругой среде, обладающей сопротивлением, происходят необратимые потери энергии. Сопротивление упругой среды может быть активным и реактивным. Активное сопротивление обусловлено внутренним трением в упругой среде. Оно вызывает поглощение механической энергии и выделение ее в виде теплоты. Реактивное сопротивление обусловлено тем, что каждый бесконечно малый элемент реальной среды обладает массой и упругостью. Общее (комплексное) сопротивление упругой среды характеризуется модулем и обозначается Z .

В жидкостях и газах наибольшие потери происходят из-за внутреннего трения (вязкости) и теплопроводности. В твердых телах появляются дополнительные потери на упругий гистерезис и пластическую деформацию [69].

Сильно поглощают ультразвук газы, в меньшей степени жидкости и еще меньше – твердые тела. Сильно поглощают звук также вещества с малой упругостью, неоднородные, пористые, например пластмассы, резина, пенопласты, волокнистые материалы. Поэтому они применяются для звукоизоляции или для ослабления ультразвука.

При распространении звука в поглощающей среде происходит затухание волны и интенсивность колебаний в волне постепенно уменьшается при удалении от источника колебаний. Известно [1], что уменьшение амплитуды колебаний ξ происходит по экспоненциальному закону: $\xi = \xi_m \exp(-\alpha x)$. В этой формуле α – коэффициент поглощения, числовое значение которого характеризует уменьшение амплитуды смещения, вызываемое поглощением, при прохождении волной единицы длины.

Используя формулу (1.12), уменьшение интенсивности можно выразить следующим образом:

$$I = I_0 e^{-2\alpha x}. \quad (1.16)$$

При прохождении ультразвуковой волной через границы раздела двух сред часть энергии волны будет отражаться, а часть попадет во вторую среду. Соотношение между значениями отраженной и прошедшей энергии определяется волновыми сопротивлениями сред $R_1 = \rho_1 c_1$ и $R_2 = \rho_2 c_2$. Если $R_1 \neq R_2$, то наблюдается частичное отражение волны от границы раздела.

Отношение энергии отраженной волны к энергии падающей волны называется коэффициентом отражения R и выражается через отношение волновых сопротивлений: $R = [(R_2 - R_1)/(R_2 + R_1)]^2$. Коэффициент $R \approx 1$ при переходе ультразвуковой волны из жидкого или твердого тела в газ и обратно, поскольку волновые сопротивления газов примерно на два порядка меньше, чем волновые сопротивления жидкостей и твердых тел (при переходе из воды в воздух $R = 0,9989$). Поэтому ультразвуковая волна, распространяющаяся в жидких или твердых телах, почти не переходит в окружающий воздух.

Вопросы, связанные с отражением ультразвуковых волн на границе раздела сред, должны учитываться при проектировании акустических колебательных систем. В частности, не допускаются воздушные прослойки между преобразователем и волноводной системой или образцом, так как они отражают до 100 % энергии ультразвуковой волны. Чтобы создать хороший акустический контакт между колебательной системой и образцом, целесообразно применять смазки, имеющие волновое сопротивление близкое к волновому сопротивлению образца. Между элементами колебательной системы можно помещать прокладки из мягкого материала.

При отражении волны от граничной поверхности в волновом поле возникает интерференция, т. е. наложение падающей и отраженной волн. В результате суперпозиции двух волн возникает стоячая волна.

Если волновое сопротивление среды, на которую падает волна, больше волнового сопротивления среды, где она распространялась $\rho c_2 > \rho c_1$ т. е. вторая среда акустически более «жесткая» (акустическая жесткость пропорциональна волновому сопротивлению), то при отражении фаза волны меняется на 180° . Если $\rho c_2 < \rho c_1$, т. е. среда, от которой происходит отражение, акустически более «мягкая», то изменение фазы не происходит [61].

Уравнение плоской синусоидальной стоячей волны может быть получено при сложении двух бегущих синусоидальных волн одинаковой амплитуды и частоты. Используя формулу (1.4), напишем уравнения двух плоских бегу-

щих волн, распространяющихся в противоположных направлениях вдоль оси x [23]:

$$\begin{aligned}\xi_1 &= \xi_m \sin \omega(\tau + x/c); \\ \xi_2 &= \xi_m \sin \omega(\tau - x/c).\end{aligned}\quad (1.17)$$

Сложив эти уравнения, получим:

$$\xi = \xi_1 + \xi_2 = 2\xi_m \cos(\omega x/c) \sin \omega \tau. \quad (1.18)$$

Из этого уравнения видно, что в каждой точке стоячей волны происходят колебания той же частоты, что и колебания встречных волн, при этом амплитуда колебаний ξ зависит от координаты x :

$$\xi = 2\xi_m \cos \omega x/c. \quad (1.19)$$

С учетом формулы (1.2) получаем

$$\xi = 2\xi_m \cos 2\pi x/\lambda. \quad (1.20)$$

Амплитуда колебаний достигает максимальных значений в точках, координаты которых удовлетворяют условию:

$$x_{\text{пуч}} = \pm n\lambda/2 \quad (n = 0, 1, 2, \dots). \quad (1.21)$$

Эти точки называются пучностями стоячей волны. В них амплитуда колебаний стоячей волны равна удвоенной амплитуде бегущей волны и находится на расстоянии, кратном половине длины волны.

Амплитуда колебаний обращается в нуль в точках, координаты которых удовлетворяют условию:

$$x_{\text{узел}} = \pm \left(n + \frac{1}{2}\right) \lambda/2. \quad (1.22)$$

Эти точки называются узлами стоячей волны. На расстоянии x , равном нечетному числу четвертей волны, амплитуда равна нулю. Выражение для звукового давления в стоячей волне получим, проинтегрировав уравнение (1.17) по x ; с учетом формул (1.6) и (1.9):

$$p_{\text{зв}} = 2\rho c \xi_m \sin(\omega x/c) \sin(\omega \tau). \quad (1.23)$$

В продольной стоячей волне пучности смещений совпадают с узлами давлений и наоборот, т. е. фазы давлений и смещений сдвинуты друг относительно друга на четверть длины волны.

При отражении от границы с акустически мягкой средой на граничной поверхности расположен узел давления, а при отражении от жесткой среды — пучность давления. В отличие от бегущей волны стоячая волна не передает энергии. Энергия только перемещается между смежными пучностями и узлами, причем кинетическая энергия колебаний переходит в упругую (потенциальную) энергию и обратно. Все частицы, находящиеся между двумя узлами, колеблются в одинаковых фазах.

В реальных условиях всегда имеется излучение в окружающую среду, поэтому стоячие волны будут затухающими. Незатухающие стоячие волны, например в стержне, можно получить, компенсируя потери энергии работой вынуждающих сил. Если к одному концу стержня подсоединить излучатель (вынуждающая сила), а к другому — активное сопротивление нагрузки, то

образовавшуюся в стержне стоячую волну можно представить в виде суперпозиции двух бегущих волн. Амплитуда волны, бегущей от излучателя, больше амплитуды обратной волны. Такая вынужденная стоячая волна будет передавать энергию от излучателя к нагрузке и в отличие от чисто стоячей волны давление и колебательное смещение в ней не будут доходить до нуля в узлах.

Ультразвуковая техника почти всегда связана с ограниченными объемами испытуемого или обрабатываемого вещества, поэтому почти всегда приходится иметь дело со стоячими волнами. В современной ультразвуковой технике для получения ультразвуковых колебания используются магнитострикционные и пьезокерамические преобразователи.

1.2. Металлические магнитострикционные преобразователи

Наибольшее применение в качестве излучателей ультразвуковых колебаний в области низких частот получили магнитострикционные излучатели, действие которых основано на использовании эффекта магнитострикции.

Джоуль в 1847 г. обнаружил, что если ферромагнитный материал поместить в магнитное поле, то он изменяет свои размеры (удлинится или укорачивается). Это явление получило название магнитострикции или эффекта Джоуля. Наблюдается и обратный эффект, заключающийся в том, что при изменении размеров ферромагнитных тел под действием внешних сил происходит изменение магнитных свойств этих тел, а в намотанной на ферромагнитный стержень катушке возникает электродвижущая сила. Деформации удлинения или укорочения, получающиеся за счет эффекта магнитострикции, очень малы. Так, относительное удлинение ферромагнитного стержня составляет $10^{-6} - 10^{-8}$ м в зависимости от вещества и напряженности магнитного поля [1].

Существует два вида магнитострикции: линейная и объемная. Если ферромагнитный материал удлиняется или укорачивается в направлении силовых линий магнитного поля, то магнитострикция называется линейной, если изменяется объем всего тела – объемной, которая проявляется только при сильных магнитных полях. Объемная магнитострикция для излучения ультразвуковых колебаний не используется, так как ее величина меньше линейной.

Знак магнитного поля не влияет на магнитострикционный эффект. Магнитострикционный эффект сильно зависит от температуры. По мере повышения температуры он убывает во всех материалах и в точке Кюри полностью исчезает.

Возникновение магнитострикционного эффекта в ферромагнитных материалах объясняется на основании теории доменов. В ферромагнитном материале имеются нескомпенсированные спины (элементарные магниты). Действующие между элементами кристаллической решетки магнитные и электрические силы ориентируют все элементарные магниты внутри малых объемов в одинаковом направлении, т.е. происходит намагничивание этих объемов, которое называют спонтанным намагничиванием. Эти области хаотичного намагничивания называются также доменами. Элементарные магниты в домене ориентиро-

ваны в направлении, совпадающем с одним из так называемых направлений наилегчайшего намагничивания, совпадающих в свою очередь с направлением кристаллографических осей кристалла. Ориентация элементарных магнитов приводит к искажению решетки, которая может быть уничтожена в результате интенсивного теплового движения, а температура, при которой наступает это явление, называется температурой Кюри.

Применяемые для излучателей ферромагнетики являются поликристаллическими, и в каждом кристаллите имеется большое количество доменов. В ненамагниченном ферромагнитном материале кристаллы расположены беспорядочно и все возможные направления намагниченности равновероятны, поэтому магнитные моменты беспорядочно ориентированных доменов компенсируют друг друга и ферромагнетик извне представляется магнитнонейтральным.

С появлением внешнего магнитного поля большинство беспорядочно ориентированных доменов поворачивается в тех направлениях наилегчайшего намагничивания, которые образуют наименьший угол с направлением внешнего магнитного поля. При дальнейшем увеличении внешнего поля магнитные моменты доменов поворачиваются по направлению поля и ориентируются параллельно последнему. Поскольку под действием внешнего магнитного поля ориентация магнитных моментов в отдельных доменах изменяется, то изменяется и первоначальное состояние кристаллической решетки в них, т. е. возникает деформация. Большое количество таких микроскопических деформаций, направленных в одну сторону, приводит к изменению длины в направлении магнитного поля, которое и представляет собой явление магнитострикции.

Все ферромагнитные металлы, многочисленные сплавы и неметаллические ферриты относятся к магнитострикционным материалам. Магнитострикционный эффект в различных ферромагнитных материалах отличается по величине и по знаку. Следует отметить, что магнитострикционный эффект зависит не только от химического состава и природы материала, но и от предварительной механической и термической обработки.

Для изготовления излучателей пригодно небольшое количество магнитострикционных материалов. Наиболее часто при конструировании излучателей применяется чистый никель, так как он имеет большой магнитострикционный эффект и обладает высокой коррозионной стойкостью. Однако никелевые излучатели при температуре около 100 °С снижают свои магнитострикционные свойства. Температура точки Кюри у никеля равна 360 °С. При работе с никелевыми излучателями, особенно при высоких мощностях, требуется интенсивное их охлаждение.

Кроме чистого никеля, возможно также применение никелевых сплавов, например сплавов никеля с железом. Добавление небольшого количества никеля к железу приводит к положительной величине магнитострикции для всех значений напряженности магнитного поля. Магнитострикционный эффект в таких сплавах равен нулю при содержании никеля около 30%, но при более высоком содержании никеля (примерно 50%) магнитострикционный эффект близок к значениям его для чистого никеля. Поэтому широко используется

для излучателей железоникелевый сплав, известный под названием пермалой, состав которого следующий: 49% Fe, 49% Ni и 2% V. Ванадий добавляется для улучшения обрабатываемости сплава.

Большое применение для изготовления магнитострикционных излучателей получили сплавы железа с кобальтом. В таких сплавах при содержании кобальта около 75% магнитострикционный эффект очень высок. Хорошими магнитострикционными свойствами обладает также сплав с содержанием 49% Co, 49% Fe и 2% V, известный под названием пермендюр.

При помощи излучателей из сплава железа с никелем и железа с кобальтом можно достичь более высоких значений интенсивности упругих колебаний по сравнению с никелевыми излучателями.

В таблице 1.1 приведены основные данные магнитострикционных материалов, которые широко применяются в промышленности для изготовления преобразователей.

Таблица 1.1

Физические характеристики магнитострикционных материалов

Материал	Ni	K49Ф2	K65	Ю14
Химический состав в %	100 Ni	49 Co, 1,5-1,8V, остальное Fe	65 Co, остальное Fe	13,8 Al, остальное Fe
Магнитострикция насыщения $\xi_s \cdot 10^6$	35	70	90	40
Индукция насыщения $B_s \cdot 10^{-3}$ Гс	6,4	2,4	2,2	13,4
Коэрцитивная сила H_c А/м	56	180	300	56
Удельное электрическое сопротивление $Q_{эл} \cdot 10^{-6}$ Ом•м	7	26	8	90
Модуль Юнга $E \cdot 10^9$ ГПа	210	218	224	177
Плотность $Q \cdot 10^{-3}$ кг/м ³	8,9	8,08	8,25	6,65
Скорость звука с/м/с	4850	5200	5200	5160
Предел прочности σ_B МПа	470	450	670	790

Кроме вышперечисленных, разработаны другие материалы, обладающие магнитострикционными свойствами и имеющие керамическую основу — ферриты. По своим механическим свойствам они подобны керамике, и технология их изготовления аналогична технологии производства обычной керамики. В отличие от металлических магнитострикционных материалов ферриты обладают основным преимуществом: у них отсутствуют потери энергии на токи Фуко, поскольку они обладают электрическим сопротивлением в 10^8 — 10^{10} раз большим, чем металлы. Если преобразователи из металлических материалов собирают из пластин толщиной 0,1—0,3 мм, то сердечники ферри-

товых преобразователей монолитны, а следовательно, механическая добротность ферритовых сердечников выше, чем у сборных пакетов.

По химическому составу и свойствам ферриты, применяемые для целей электроакустического преобразования, очень близки друг к другу. Наиболее подходящими для изготовления излучателей являются ферриты на основе никеля, так как феррит никеля имеет удачное сочетание магнитострикционных свойств. У феррита никеля величина магнитострикции насыщения равна $(25—30) \cdot 10^{-6}$, величина начальной магнитной проницаемости изменяется от 15 до 45 (в зависимости от технологии изготовления), т. е. он является магнитомягким.

Феррит кобальта обладает наибольшей магнитострикцией насыщения (около $12 \cdot 10^{-5}$), но он не относится к магнитомягким материалам, поскольку проницаемость очень мала, коэрцитивная сила достигает нескольких сотен эрстед, а насыщение для него наступает в поле приблизительно 5000—10 000 э.

Недостатком ферритовых материалов по сравнению с металлическими является значительно меньшая их механическая прочность. С целью повышения плотности (прочности) при изготовлении ферритов вводят добавки некоторых металлов. Так, например, добавление 0,1—0,2% меди значительно улучшает качество спекания, снижает температуру отжига примерно на 100—200 °С и повышает плотность материала феррита, причем небольшие добавки меди почти не оказывают влияния на величину магнитострикции насыщения, коэрцитивную силу, изменение температуры Кюри и др.

В зависимости от назначения магнитострикционные излучатели могут иметь самую различную форму. Наиболее простым магнитострикционным излучателем является стержневой, состоящий из стержня с намотанной катушкой (рис. 1.7).

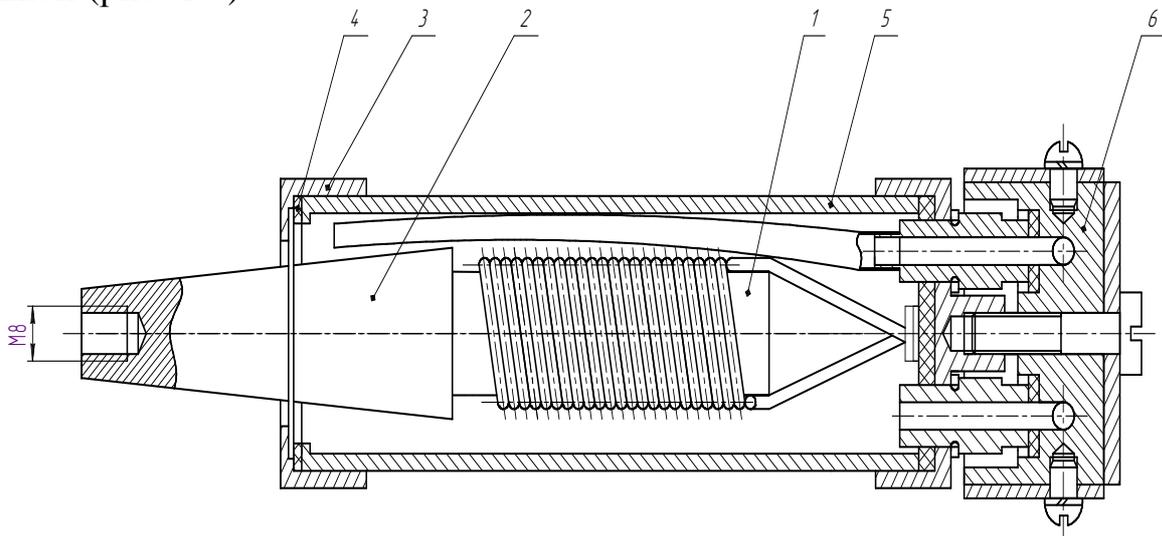


Рис. 1.7. Магнитострикционный излучатель: 1 – магнитострикционный преобразователь; 2 – трансформатор колебаний; 3 – гайка накидная; 4 – уплотнение; 5 – корпус охлаждения; 6 – коммутирующий блок

При прохождении по обмотке переменного тока в стержне возникает переменное магнитное поле, которое намагничивает стержень. Магнитное поле создает в направлении оси стержня упругие напряжения и деформации,

изменяющиеся в такт с изменением поля, т. е. стержень будет периодически изменять длину. Однако в силу независимости деформации от направления поля частота колебаний стержня будет вдвое больше частоты изменения магнитного поля. В целях избежания эффекта удвоения частоты применяют постоянное поле, которое накладывается на переменное поле. Постоянное поле вызывает постоянную деформацию стержня. В результате наложения переменного поля и постоянного (оно больше амплитуды переменного поля) возникает результирующее поле переменной величины, имеющее одинаковое направление. В этом случае деформация стержня происходит в такт с изменением поля, т. е. в течение первого полупериода постоянная деформация увеличивается, в течение второго — уменьшается, поэтому частота колебаний стержня равна частоте возбуждающего тока. Когда частота возбуждающего поля совпадает с собственной частотой упругих колебаний стержня, наступает резонанс и амплитуда колебаний стержня оказывается максимальной.

Для возбуждения колебаний излучателя такой формы требуется довольно значительная напряженность магнитного поля, так как магнитный поток рассеивается в незамкнутом магнитном контуре. Поэтому для получения заданной намагниченности при меньшем значении напряженности поля применяют замкнутый магнитный сердечник, т. е. в пластинах для излучателей проделывают одну или несколько продольных прорезей.

В существующих магнитострикционных преобразователях наибольшее распространение получили двухстержневые пакеты из железокобальтового сплава (пермендюра) или никеля (рис.1.8), снабженные поперечными накладками. Соотношение геометрических размеров элементов преобразователя - ширины окна, толщины накладки, так же как и габаритные размеры, оказывают существенное влияние на работу преобразователя [28 – 30].

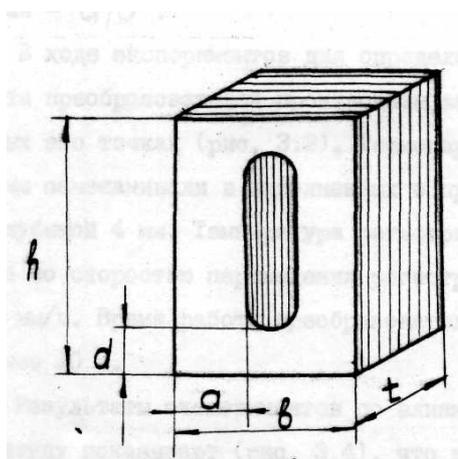


Рис. 1.8. Схематический чертеж магнитострикционного преобразователя

Так, на условие стабильной работы в режиме резонанса преобразователя под нагрузкой большое влияние оказывает высота накладки (d) пакета, причем

уменьшение ее приводит к повышению стабильности работы преобразователя, но одновременно возрастают магнитные потери за счет насыщения накладки магнитными потоками. Поэтому обычно необходимо экспериментальное определение соотношений высоты накладки с размерами преобразователя, удовлетворяющее этим условиям.

Для определения резонансной длина пакета используется выражение:

$$l = -\frac{l}{4} \pm \sqrt{\frac{b^2}{16} + \frac{c^2}{4f^2}}, \quad (1.24)$$

где l - резонансная длина преобразователя;

b - ширина пакета, см;

c - скорость УЗС в материале преобразователя, см/с;

f - частота УЗК, кГц.

Ширина стержней магнитострикционного пакета находится по формуле:

$$a = \frac{b - c}{2} \quad (1.25)$$

где a - ширина стержня, см;

b - ширина пакета, см;

c - ширина окна, которая выбирается по заданной мощности.

Выражения для определения геометрических параметров магнитострикционных преобразователей обычно имеют погрешность результатов порядка 5-10 %, что приводит к необходимости индивидуальной подгонки преобразователей экспериментальным путем.

В особой степени этот вопрос касается разработки малогабаритных колебательных систем с применением повышенной частоты. Так, например, при увеличении частоты с 20 до 40 кГц, погрешность расчета, вследствие уменьшения общих размеров преобразователя, возрастает до 10-15 %. Практически не исследованным для таких частот является влияние соотношений геометрических параметров преобразователей на его акустические показатели (амплитуду, частоту и т.д.).

Для установления этих зависимостей были проведены исследования на преобразователях, изготовленных из пластин сплава К49Ф2 (пермендюр) толщиной 0,15 мм, габаритные размеры которых рассчитаны по известным выражениям (1.24, 1.25) на частоту 20 и 40 кГц. Пластины предварительно были отожжены, оксидированы и набраны в пакет толщиной до 10 мм. Амплитуду на рабочей плоскости преобразователей измеряли с помощью горизонтального микроскопа МГ-2М с последующей регистрацией ее фотокамерой «Nikon D5000».

Подготовленные для исследования преобразователи (рис. 1.9) имели различные соотношения геометрических размеров, отношение резонансной длины к ширине преобразователя h/b , а также отношение высоты накладки к ширине стержня преобразователя – d/a .

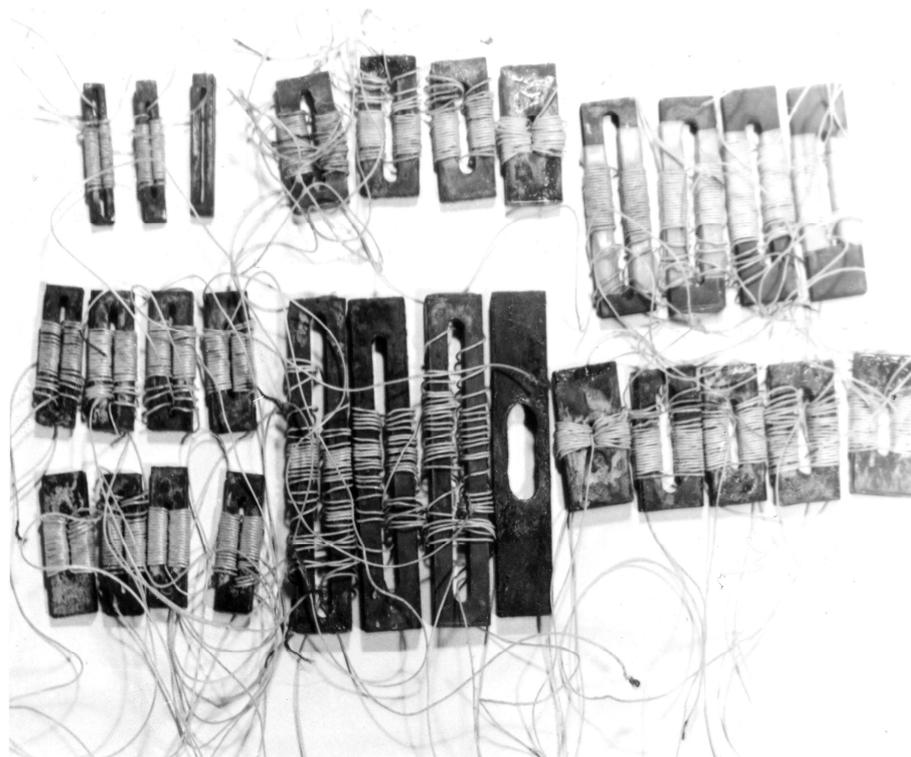


Рис. 1.9. Магнестрикционные преобразователи с различными геометрическими соотношениями размеров пакетов

Результаты экспериментов по влиянию отношения h/b на амплитуду показывают, что изменение этого отношения в пределах 1,7 – 6 приводит к значительному изменению амплитуды (на 30 – 40)%, причем максимум амплитуды находится в области соотношений h/b 2 – 3 и практически не изменяется при увеличении h/b от 3 до 6, принимая значение порядка 9 – 12 мкм на частоте 40 кГц (рис. 1.10). Следует отметить, что дальнейшее увеличение соотношения h/b нецелесообразно, так как приводит к снижению динамической устойчивости и усталостной прочности материала преобразователя, что заметно по резкому снижению амплитуды при его работе под статической нагрузкой.

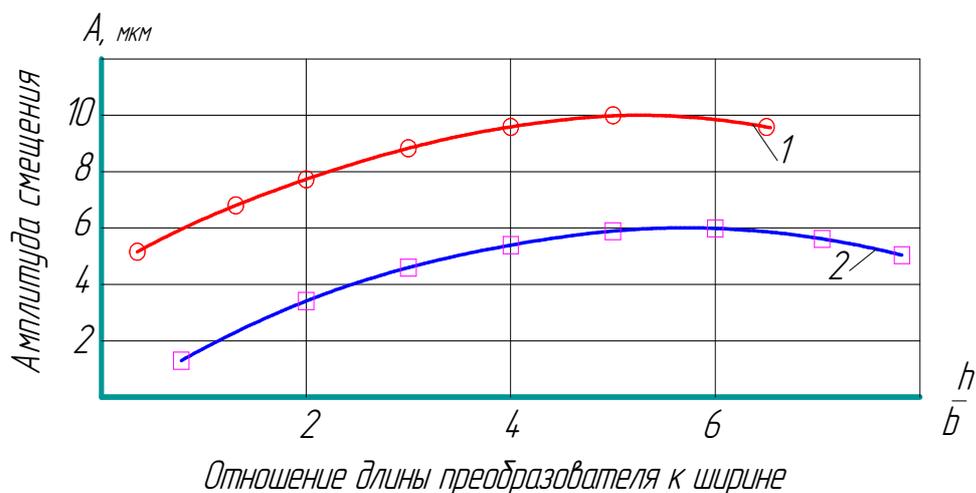


Рис. 1.10. Зависимость амплитуды смещения рабочей плоскости преобразователя от соотношения h/b : 1 – частота 40 кГц, 2 – частота 20 кГц

Зависимости влияния амплитуды колебаний от отношения высоты накладки (d) к ширине стержня (a) показывают (рис. 1.11), что при малых значениях соотношений $h/b=1.7$ кривые имеют ярко выраженный экстремальный характер, и область максимальных значений амплитуд соответствует значениям $d/a=1$. При больших значениях соотношений $h/b=5,25$ кривая зависимости амплитуды от соотношения d/a изменяется более плавно, при этом максимум амплитуд находится в более широких пределах d/a от 0,7 до 1,25, что подтверждается также амплитудно-частотными характеристиками пакетов и результатами термографирования пакетов с выбранными оптимальными соотношениями.

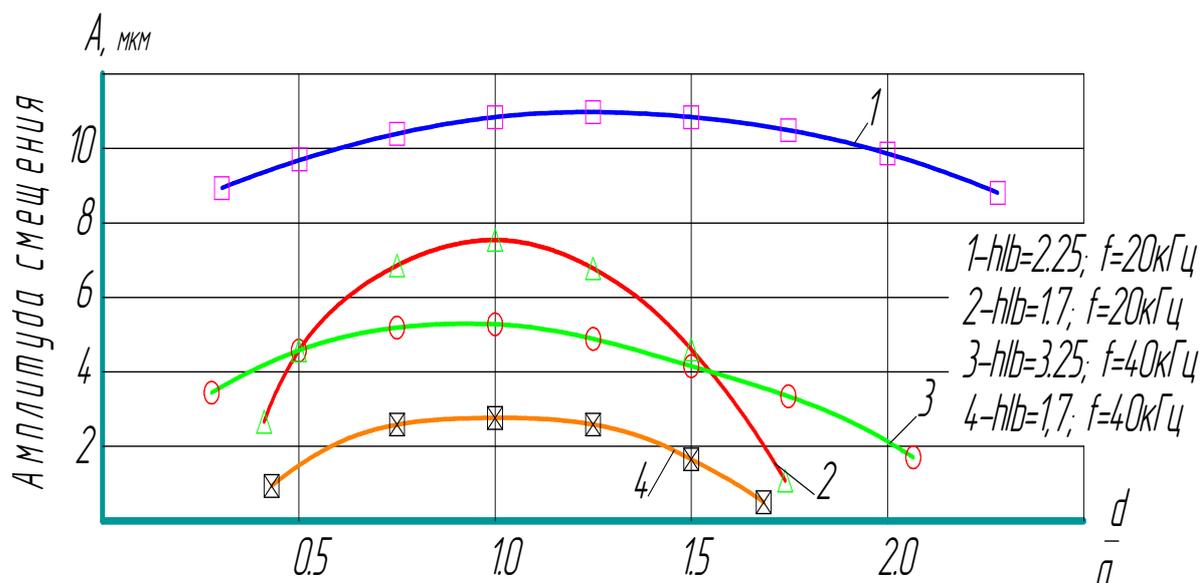


Рис. 1.11. Зависимость амплитуды смещения рабочей плоскости преобразователя от отношения высоты накладки к ширине стержня

Незначительное влияние высоты накладки преобразователей с большими значениями отношения h/b делает возможным снижение требований к точности размера окна в пластинах пакета при изготовлении преобразователей с исследуемыми геометрическими соотношениями d/a .

Проведенные эксперименты позволили определить оптимальные значения геометрических соотношений $h/b=3$ и $d/a=1$, которые использовались при разработке магнестрикционных преобразователей с широкой областью максимальных амплитудных значений.

Для определения теплового режима магнестрикционного преобразователя производили замер температур в процессе его работы в различных его точках. Термопары группы ХК диаметром 0,1 мм зачеканивали в выполненных в преобразователе отверстиях глубиной 4 мм (рис. 1.12).

Установлено, что максимальная рабочая температура нагрева пакета (точка б), при которой достигаются максимальные напряжения, в 2,5 раза меньше температуры точки Кюри. Таким образом, магнестрикционный преобразователь, имеющий оптимальные геометрические соотношения, установ-

ленные выше, работает в щадящем тепловом режиме, что обуславливает незначительный уход частоты преобразователя от резонанса.

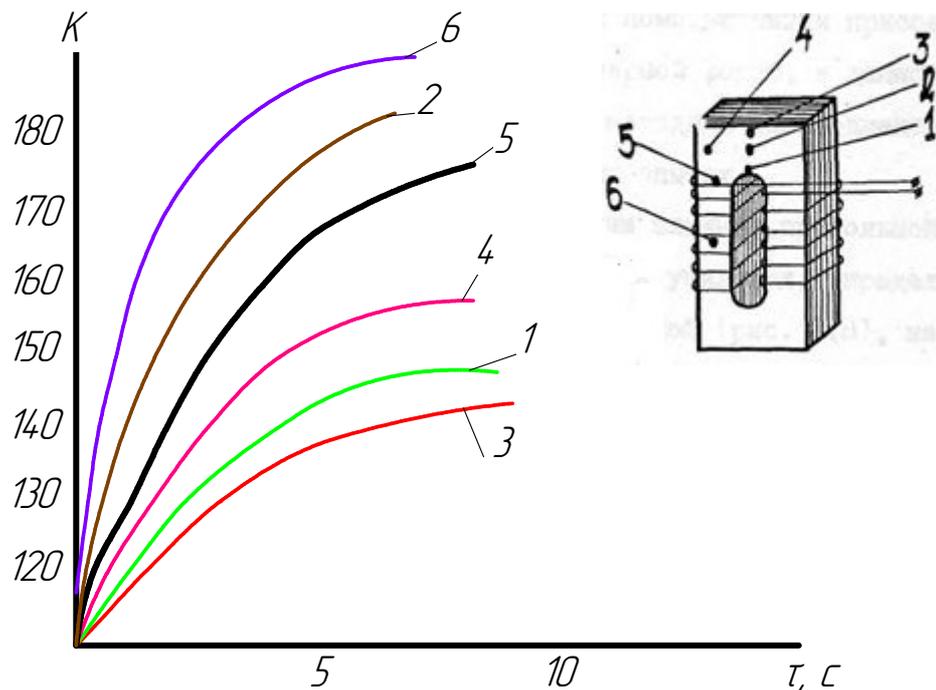


Рис. 1.12. Термограммы нагрева преобразователя при его работе

Для усиления амплитуды колебаний магнитострикционного преобразователя, значения которой недостаточны для выполнения технологических задач, применяют трансформатор колебаний (см. рис. 1.7), являющийся промежуточным звеном между преобразователем и ультразвуковым инструментом [84].

Резонансная длина трансформатора колебаний экспоненциальной формы находится из выражения

$$l_p = \frac{c}{2f} \sqrt{1 + \left(\frac{\ln N}{\pi}\right)^2}, \quad (1.26)$$

- где l_p - резонансная длина трансформатора, см;
- c - скорость звука в материале волновода, см/с;
- f - частота в Гц или 1/с;
- $N = k_y$ - коэффициент усиления;

Анализ выражения показывает, что резонансная длина находится в зависимости от частоты ультразвуковых колебаний. Однако трансформатор колебаний вызывает изменение резонансной частоты преобразователя, так как является присоединенной нагрузкой.

Влияние этой нагрузки на частоту колебаний весьма непостоянно и зависит от ряда факторов: качества крепления трансформатора колебаний к преобразователю, его термообработки и т.д. Кроме того, как уже говорилось, существующие расчетные формулы дают известную погрешность, поэтому представляется необходимым определение оптимальной области амплитудных значений системы преобразователь - трансформатор колебаний.

Для проведения исследований к выбранным в предыдущих экспериментах преобразователям с помощью пайки присоединялись трансформаторы колебаний экспоненциальной формы с различными выходными диаметрами (рис. 1.13).

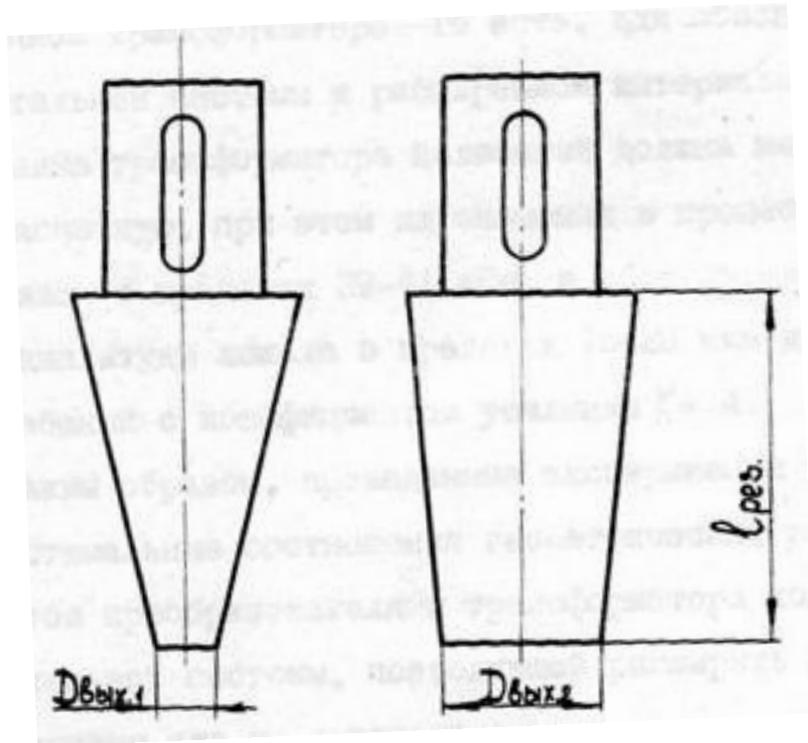


Рис. 1.13. Ультразвуковые колебательные системы

Как показали результаты экспериментов (рис. 1.14), при длине трансформатора, превышающей расчетную резонансную, кривая зависимости амплитуды от длины убывает плавно (кривая 2).

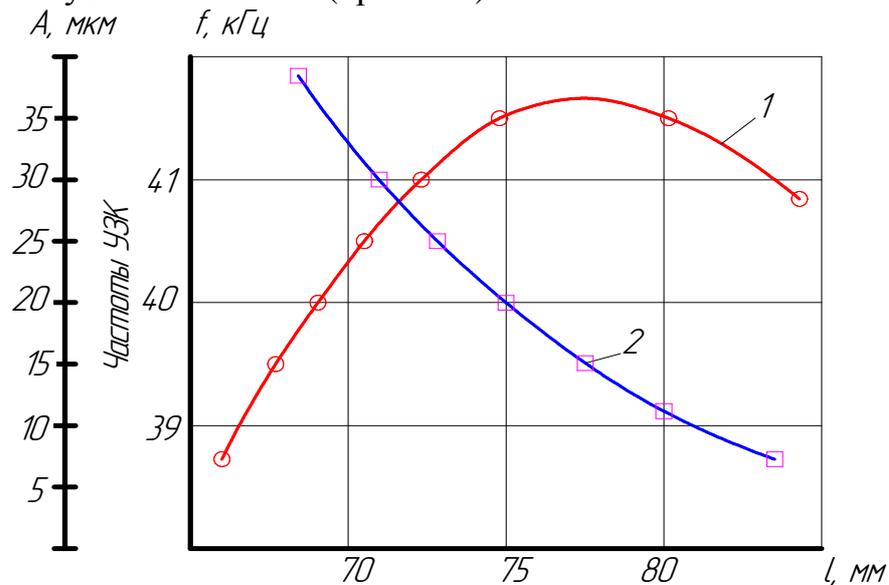


Рис. 1.14. Зависимость частоты УЗК (f) и амплитуды колебаний (A) от длины трансформатора колебаний

При уменьшении длины трансформатора амплитуда снижается более интенсивно, кроме того, резонансная частота ультразвуковых колебаний системы с трансформатором укороченной длины возрастает более интенсивно, чем при удлиненном трансформаторе. То есть, для обеспечения работы колебательной системы в расширенном интервале резонансных частот длина трансформатора колебаний должна несколько превышать расчетную. Значения частоты ультразвуковых колебаний в процессе экспериментов изменялись в пределах 39 – 41 кГц, при этом область максимальных значений амплитуды лежала в пределах 8 – 10 мкм, для трансформатора колебаний с коэффициентом усиления $K_v = 4$ (рис. 1.15).

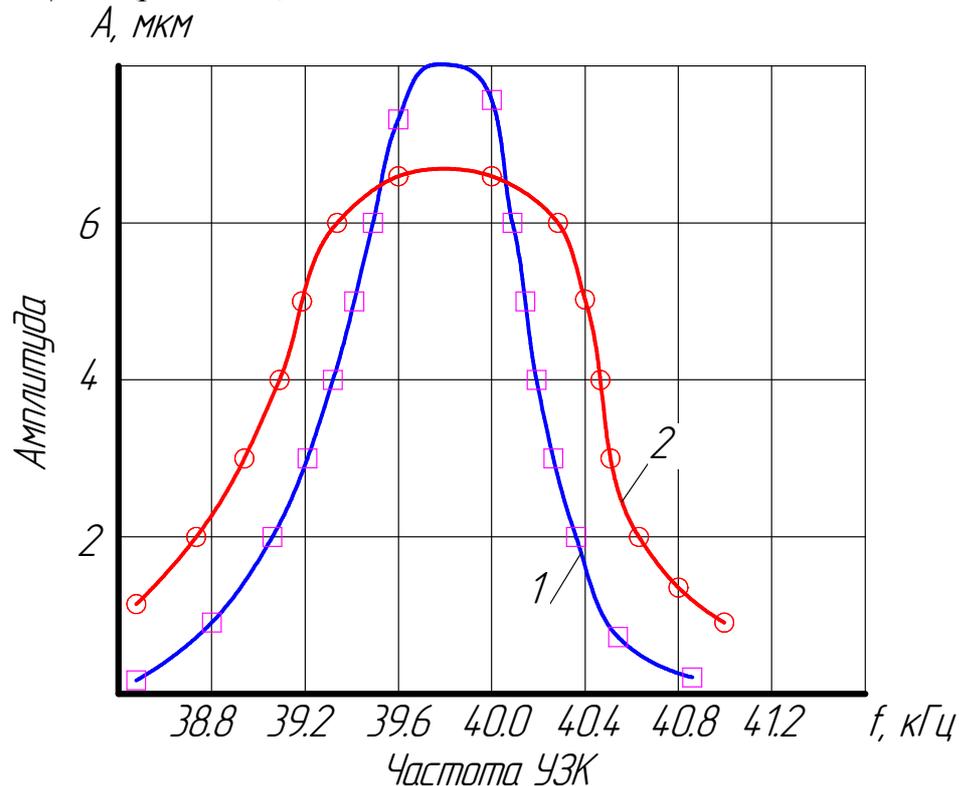


Рис. 1.15. Амплитудно-частотная характеристика магнитострикционных преобразователей: 1– преобразователь с $K_u=2$; 2 – преобразователь с $K_u=4$.

При уменьшении длины излучателя возрастают потери на вихревые токи, которые наряду с потерями за счет гистерезиса и внутреннего трения приводят к сильному нагреванию излучателя, а следовательно, к изменению его собственной частоты. Для уменьшения потерь на вихревые токи изготавливают вибраторы в виде тонкостенных трубок, снабженных продольными прорезями и закрытых с одного конца пластинками для улучшения излучения. Однако прорези ослабляют конструкцию излучателя и приводят к возникновению концентрации напряжений на углах вырезов, которые вызывают разрушение металла трубки при работе на высоких мощностях. Поэтому такие излучатели в технике сейчас почти не используются.

Уменьшения потерь на вихревые токи можно достичь, применяя излучатели, собранные из отдельных пластин наподобие трансформаторных сердечников (рис.1.16), скрепленных между собой в монолитный пакет.



Рис.1.16. Пластины магнестрикционного преобразователя из сплава К49Ф2, рассчитанные на частоту 40кГц

Пластины, вырезанные из прокатанных листов, электрически изолируют одну от другой слоем лака или окисной пленкой, образующейся при отжиге последних. Кроме того, отожженный материал обладает лучшими магнитными свойствами, а потери на гистерезис и вихревые токи уменьшаются. Часто в качестве изоляции используют эпоксидные смолы, которые наносят на пластины в жидком состоянии, спрессовывают их и производят соответствующую термообработку, после чего смола затвердевает и излучатель представляет собой компактное тело. Можно также пластины склеивать.

Затем пластины собираются в пакет до заданных размеров и с помощью боковых пластин и стальных винтов сжимаются, после чего проводится отжиг.

Отжиг пакета сплава марки К49Ф2 производится в атмосфере водорода. Пакеты, плотно сжатые до полного выравнивания листов, загружают в контейнер, плотно закрывают его крышкой и приступают к продувке водородом. Когда в контейнере установится температура 60-70 °С, его загружают в печь, предварительно разогретую до 300 °С. Затем температуру в печи поднимают до 860 °С и держат на этом уровне в течение 3 часов. После этого контейнер охлаждают со скоростью не более 50 °С в час до 300 °С. Охлаждение с большей скоростью ухудшает магнестрикционные свойства пермендюра. Применяют также в качестве защиты от окружающей атмосферы, так называемые, контейнеры с песчаными затворами, при этом края крышки контейнера погружаются в выступ по контуру корпуса контейнера, заполненного силикатным песком и проводится отжиг по выше описанной технологии. Оптимальный режим отжига (850 °С – 860 °С) способствует получению материала пакетов с высокими магнестрикционными свойствами.

После отжига пакетов и их охлаждения, торцы пакетов шлифуются до заданного размера расчетной резонансной частоты (рис.1.17).



Рис.1.17. Внешний вид пакетов после отжига и шлифования торцов

Для увеличения амплитуды колебаний магнестрикционного излучателя к нему присоединяют усиливающий трансформатор (рис. 1.18) [5, 6].

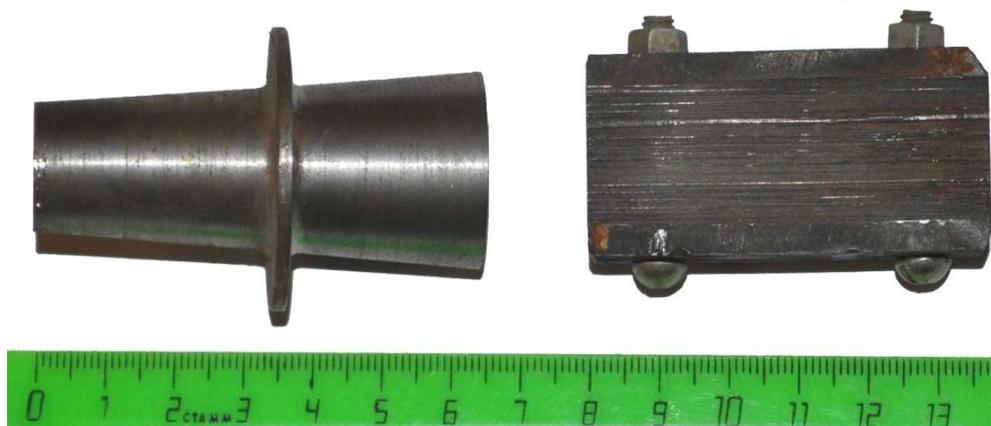


Рис.1.18. Трансформатор конической формы с магнестрикционным преобразователем

Установлено, что материал, предназначенный для изготовления трансформаторов, должен обладать хорошими упругими свойствами, низким декрементом затухания и высокой усталостной прочностью. К таким материалам относятся высокоуглеродистые инструментальные стали типа У8А, У10А и легированные – 40Х, 40Х13, 30ХГСА и другие (табл. 1.2).

Таблица 1.2

**Характеристика сталей и сплавов при комнатной температуре
и частоте колебаний 20 кГц**

Сталь или сплав	Режим термообработки	$Q \cdot 10^{-3}$ в кг/м ³	$E \cdot 10^{-3}$ в кг/мм ²	$c_{пр}$ в м/сек	$Qc_{пр} \cdot 10^{-3}$ в кг/м ² сек	σ в МПа	$\varepsilon \cdot 10^4$
Сталь 40	В состоянии поставки	7,80	20,84	5168	40,31	60	5,0
	Закалка в воде с 820-850 ⁰ , отпуск при 150 ⁰ - 2 часа	7,80	20,17	5118	39,67	120	3,3
	Закалка в воде с 820-850 ⁰ , отпуск при -520-530 ⁰ - 1 час	7,80	20,72	5152	40,18	120	3,2
Сталь 45	В состоянии поставки	7,81	20,92	5169	40,47	110	4,0
	Закалка в воде с 840-850 ⁰ , отпуск при 150 ⁰ - 2 часа	7,81	20,36	5100	39,93	120	2,1
	Закалка в воде с 840-850 ⁰ , отпуск при -520-530 ⁰ - 1 час	7,81	20,80	5157	40,34	120	2,0
Сталь 20X	В состоянии поставки	7,90	20,98	5155	40,78	30	4,0
Сталь 12ХНЗА	В состоянии поставки	7,88	20,81	5136	40,52	70	4,5
	Закалка в воде с 880-890 ⁰ , отпуск при 150 ⁰ - 2 часа	7,88	20,36	5082	40,0	100	2,0
Сталь 25ХНВА	В состоянии поставки	7,82	20,87	5168	40,42	30	5,0
	Закалка на воздухе с 840-850 ⁰ , отпуск при 150 ⁰ - 2 часа	7,82	21,04	5187	40,56	120	4,5
Сталь 30ХГСА	В состоянии поставки	7,70	20,86	5206	40,10	70	3,0
	Закалка в масле с 860-880 ⁰ , отпуск при 120 ⁰ - 2 часа	7,70	20,41	5148	39,64	120	1,4
	Закалка в масле с 860-880 ⁰ , отпуск при 620-640 ⁰ - 1 час	7,70	20,82	5200	40,04	120	1,5
Сталь 1Х18Н9Т	В состоянии поставки	7,96	20,24	5039	40,17	50	4,4
Титан ВТ-1	То же	4,52	11,62	5072	22,91	60	1,4
Титановый сплав ОТ-4	>>	4,45	11,76	5141	22,88	60	1,8
Титановый сплав ВТ-3-1	>>	4,50	12,07	5178	23,29	60	1,5
Титановый сплав ВТ-4	>>	4,42	11,64	5130	22,69	60	2,0
Медь М2	>>	8,93	13,10	3842	34,00	20	5,0
Алюминиевый сплав АМг	>>	2,66	7,20	5200	19,20	20	3,0

Q-плотность; E-модуль Юнга; $c_{пр}$ -скорость звука; $Qc_{пр}$ -волновое сопротивление; ε -коэффициент потерь (при амплитудах напряжений $\sigma_{n \cdot n}$ в пучности напряжений)

Наиболее малым коэффициентом потерь обладают титановые сплавы. Усталостную прочность и структурную однородность можно повысить термической обработкой. Титановые сплавы в основном подвергают отжигу, закалке и старению, а также химико-термической обработке. Для высокоамплитудных волноводов наиболее приемлем изотермический отжиг. Отжиг титановых сплавов выравнивает структуру и фазовый состав, повышает пластичность, а также снимает внутренние напряжения, возникающие в волноводе после механической обработки.

Соединение преобразователя с трансформатором осуществляют с помощью пайки газовыми горелками. При этом наилучший результат по прочностным показателям паяного соединения даёт использование серебрясодержащего припоя ПСр-45 в сочетании с флюсом №209.

После этого, обжимные пластины снимаются, пластины пакета разделяются друг от друга с помощью ножа, обезжириваются в ультразвуковой ванне, сушатся и затем пропитываются эпоксидным компаундом и вновь стягиваются обжимными пластинами, с усилием необходимым для получения монолитности пакета (рис.1.19). После чего колебательную систему помещают в сушильный шкаф, и нагревают до температуры 150-200 °С, для обеспечения оптимальных условий полимеризации компаунда.



Рис.1.19. Трансформатор колебаний и преобразователь, спаянные между собой

Обмотка в таком излучателе (рис. 1.20) укладывается в одном направлении, и магнитный поток в соседних стержнях направлен так, что целиком замыкается по сердечнику. Поэтому даже при малых токах удастся получить интенсивное магнитное поле, а значит, хорошие условия возбуждения излучателя. Полученный вибратор называется плоским излучателем с большой излучающей поверхностью, которая определяется шириной пластин и толщиной набираемого пакета, и ее можно при заданной форме пластин увеличивать.



Рис.1.20. Ультразвуковые излучатели с обмоткой возбуждения

На основании проведенных исследований были разработаны и изготовлены различные магнитострикционные преобразователи (рис. 1.21,1.22), которые могут быть применены для сварки полимерных материалов, прессовании порошковых материалов, прошивки отверстий и .т.д. [14, 18].



Рис.1.21. Магнитострикционный преобразователь на частоту 40 кГц и мощность 160 Вт



Рис.1.22. Магнитострикционный преобразователь на частоту 22 кГц и мощность 360 Вт

Для применения вышеуказанных магнестрикционных преобразователей в различных технологических процессах, необходимо использовать разнообразные конструкции рабочих ультразвуковых инструментов, например точечный инструмент, с амплитудой колебания рабочего торца равной 25-30 мкм (рис. 1.23).



Рис.1.23. Магнестрикционный преобразователь с точечным ультразвуковым инструментом экспоненциальной формы, рассчитанный на частоту 40кГц

Крепление ультразвукового инструмента к магнестрикционному преобразователю осуществляется с помощью резьбового соединения. Резьбы на преобразователе и инструменте могут быть как наружные, так и внутренние. Рекомендуется на инструменте и трансформаторе делать пазы с размером под гаечный рожковый ключ, при этом затяжка осуществляется двумя ключами, чтобы не нарушить расположение колебательной системы относительно корпуса акустической головки.

Недостатком магнестрикционных преобразователей является их низкий КПД (до 40 %). Это приводит к значительному их нагреву, вследствие чего, требуется интенсивное охлаждение - воздушное или водяное. В то же время, магнестрикционные преобразователи хорошо зарекомендовали себя при использовании их в технологических процессах, требующих значительных механических нагрузок, в частности при ультразвуковом прессовании полимерных композиционных материалов.

1.3. Пьезокерамические преобразователи

Пьезоэлектрический эффект был открыт в 1880 году Джексом и Пьером Кюри. Они заметили, что в некоторых кристаллах при механическом воздейст-

вии на них появляется электрическая поляризация, причем степень ее пропорциональна величине воздействия. Позже Кюри открыл инверсионный пьезоэлектрический эффект — деформирование материалов, помещенных в электрическое поле. Эти явления еще называют прямым и обратным пьезоэлектрическим эффектом [40].

Пьезоэлектрический эффект присущ некоторым природным кристаллам, таким как кварц и турмалин, которые в течение многих лет использовались в качестве электромеханических преобразователей. Кристаллическая решетка кристаллов, обладающих пьезоэлектрическим эффектом, не имеет центра симметрии. Воздействие (сжимающее или растягивающее), приложенное к такому кристаллу, приводит к поляризации после разделения положительных и отрицательных зарядов, имеющих в каждой отдельной элементарной частице. Эффект практически линейный, то есть степень поляризации прямо пропорциональна величине прилагаемого усилия, но направление поляризации зависит, так как усилие сжатия или растяжения генерируют электрические поля, а следовательно, и напряжение, противоположной полярности. Соответственно, при помещении кристалла в электрическое поле упругая деформация вызовет увеличение или уменьшение его длины в соответствии с величиной и направлением полярности поля [27].

Пьезоэлектрики являются обратимыми электромеханическими преобразователями, т. е. способны преобразовывать механическую энергию в электрическую и, наоборот, электрическую энергию в механическую. Преобразователи, основанные на использовании прямого пьезоэффекта, называют преобразователями-генераторами; они имеют механический вход и электрический выход. Преобразователи, основанные на использовании обратного пьезоэффекта, называют преобразователями-двигателями; они имеют электрический вход и механические выходы. Известно множество пьезоэлектрических устройств, основанных на использовании как прямого, так и обратного эффектов. Прямой эффект используется, например, в микрофонах, звукоснимателях, датчиках механических сил, перемещений и ускорений, бытовых зажигалках для газа и др. Обратный эффект послужил основой для создания телефонов, громкоговорителей, ультразвуковых излучателей, реле, двигателей и т. п.

Пьезоэлемент (ПЭ) - тело из пьезоэлектрика определенных размеров, геометрической формы и ориентации относительно основных кристаллографических осей (или направления поляризации в случае пьезокерамики, имеющее проводящие обкладки (электроды). Таким образом, пьезоэлемент представляет собой электрический конденсатор с твердым (кристаллическим или керамическим) диэлектриком.

Особенностью такого конденсатора является наличие пьезоэлектрических свойств у диэлектрика, заполняющего пространство между электродами. Если пьезоэлемент используется как электромеханический преобразователь, то его ориентацию выбирают исходя из требований достижения наибольшего эффекта. Внешние силы (как механические, так и электрические), воздействующий на пьезоэлемент, могут быть как распределенными, так и сосредоточенными. Распределенные силы позволяют достичь более эффективного преобразования.

Поэтому для более эффективной поляризации объема пьезоэлектрика используют электроды, покрывающие всю площадь граней пьезоэлемента, а для создания равномерно распределенного механического напряжения – накладки из упругого материала, хорошо прилегающие к граням пьезоэлемента и преобразующие внешние сосредоточенные силы в распределенные [76].

Внешняя сила вызывает деформацию пьезоэлемента, его поляризацию и возникновение на электродах противоположных электрических зарядов. Величина электрического заряда или возникающего при этом напряжения может быть измерена соответствующим измерительным прибором, присоединенным к электродам пьезоэлемента. Внешняя сила сообщает пьезоэлементу энергию в виде упругой деформации, которая может быть рассчитана, если известны величины воздействующей силы и жёсткость пьезоэлемента. Одновременно с деформацией пьезоэлемента на его электродах возникает электрическое напряжение. Следовательно, часть энергии, сообщаемой пьезоэлементу внешней силой, оказывается электрической и её величина может быть рассчитана, если известны электрическое напряжение на электродах и ёмкость пьезоэлемента.

Внешняя механическая сила, воздействующая на пьезоэлемент, сообщает последнему энергию W_0 в виде энергии упругой деформации и энергии заряда ёмкости пьезоэлемента. Если обозначить энергию упругой деформации пьезоэлемента через W_m , а электрическую энергию заряда его ёмкости через W_z , то полная энергия W_0 , сообщенная пьезоэлементу, будет равна их сумме. Как во всяком обратимом преобразователе, при этом возникает обратное действие (пьезоэлектрическая реакция), заключающееся в том, что возникшее вследствие прямого пьезоэффекта электрическое напряжение создаёт (уже в результате обратного пьезоэффекта) механические напряжения и деформации, противодействующие внешним силам. Это проявляется в увеличении жесткости пьезоэлемента. Если электрическое напряжение, возникающее вследствие пьезоэффекта, исключить, например, закоротив электроды пьезоэлемента, то обратного пьезоэлектрического действия наблюдаться не будет, следовательно, должно произойти уменьшение жесткости пьезоэлемента.

Подобные же рассуждения можно сделать и для случая обратного пьезоэффекта, т. е. воздействия на пьезоэлемент внешней электрической силы. При этом внешний источник электрической энергии сообщает пьезоэлементу энергию в виде энергии заряда ёмкости пьезоэлемента и механической энергии его упругой деформации. Здесь также имеет место обратное действие. Если воспрепятствовать деформации жестким зажатием пьезоэлемента, то можно обнаружить изменение его ёмкости. Этот факт легко наблюдается у сильных пьезоэлектриков, для слабых же, таких как кварц, изменение ёмкости невелико (около 1%). К этому выводу легко прийти, приняв во внимание термодинамические соображения. Из теории пьезоэлектричества известно, что упругие коэффициенты пьезоэлектриков зависят от электрических условий, как и их коэффициенты диэлектрических проницаемостей зависят от механических условий. Это естественно, так как пьезоэлектричество по определению предполагает наличие связи между упругими и диэлектрическими свойствами. Поэтому описание пьезоэлектрических свойств материала невозможно без привлечения упругих и ди-

электрических коэффициентов с указанием граничных механических и электрических условий.

Более полно пьезоэффект характеризует энергетический коэффициент и, называемый коэффициентом электромеханической связи (ЭМС) и определяемый отношением $k = W_3 / W_0$. Коэффициент ЭМС оказывается очень полезным для сравнения пьезоэлектриков, пьезоэлектрические, упругие и диэлектрические коэффициенты которых могут существенно различаться. Этот коэффициент различен для статического и динамического режимов преобразования, в последнем случае он зависит также от вида и моды колебания. Коэффициент ЭМС, как и пьезоэлектрические модули, зависит от направления воздействующих сил относительно кристаллографических осей кристалла. Он определяет такую существенную характеристику резонатора, как относительная ширина резонансной кривой. Чем больше коэффициент ЭМС, тем больше относительная ширина резонансной кривой. Преобразование энергии пьезоэлектрическим элементом не может быть полным, поэтому коэффициент ЭМС не бывает больше 1. Для так называемых слабых пьезоэлектриков, к которым принадлежат кварц, коэффициент ЭМС не превышает нескольких процентов, для сильных пьезоэлектриков, таких как сегнетова соль или пьезокерамика, он может достигать 50 %.

Пьезоэлектрические материалы условно можно разбить на две группы.

К первой группе относятся пьезоэлектрические монокристаллы. Природные пьезоэлектрические материалы имеют достаточно высокую стоимость. В связи с этим потребности бурно развивающейся электроники в настоящее время удовлетворяются синтетическими пьезоэлектрическими монокристаллами, которые выращиваются в специальных установках. Пьезоэлектрические свойства таких кристаллов с достаточно высокой повторяемостью можно задавать путем композиции входящих в него компонентов.

Выращенные кристаллы определенным образом режутся на пластины, некоторые (сегнетоэлектрики) поляризуются, и из них путем шлифования и нанесения электродов изготавливаются пьезоэлектрические элементы.

Вторая группа – пьезоэлектрическая керамика (пьезокерамика). Пьезоэлектрическая керамика представляет собой твердый, химически инертный материал, совершенно нечувствительный к влажности и другим атмосферным воздействиям. По механическим качествам она подобна керамическим изоляторам. В зависимости от предназначения пьезоэлементы могут иметь самую разнообразную конфигурацию — от плоской до объемной (сферы, полусферы и т. п.).

По химическому составу пьезокерамика это сложный оксид, включающий ионы двухвалентного свинца или бария, а также ионы четырехвалентного титана или циркония. Путем изменения основного соотношения исходных материалов и введения добавок синтезируют разные составы пьезокерамики, обладающие определенными электрофизическими и пьезоэлектрическими характеристиками [83].

Ограниченное применение для изготовления преобразователей находит керамика на основе титаната бария (ТБ) и титаната свинца (ТС), потому что они имеют такие существенные недостатки, как:

– малая теплопроводность;

- потеря пьезоэффекта вследствие низкого значения точки Кюри (393 К);
- значительные диэлектрические потери;
- зависимость физических свойств керамики от температуры.

В настоящее время для изготовления преобразователей механических колебательных систем для различных технологических процессов широко используется пьезокерамика ЦТС (цирконата-титаната свинца) (1.24).



Рис. 1.24. Пьезокерамика типа ЦТС

Пьезокерамика обладает высоким пьезомодулем, значительной диэлектрической проницаемостью, сравнительно большой механической и электрической прочностью, невысоким входным электрическим сопротивлением и относительно небольшой стоимостью. Уход собственной частоты пьезоэлемента в диапазоне температур 0 – 50 °С примерно в 10–15 раз меньше, чем у титаната бария.

Пьезокерамика на основе цирконата-титаната свинца делится на следующие классы:

- применяемая при изготовлении высокочувствительных элементов, работающих в режиме приема или излучения (ЦТС – 19, ЦТБС – 1);
- используемая для изготовления пьезоэлементов, работающих в режиме приема или излучения в условиях сильных электрических полей и механических напряжений (ЦТС – 23, ЦТС – 24);
- применяемая для изготовления пьезоэлементов, обладающих повышенной стабильностью частотных характеристик в заданном интервале температур и во времени (ЦТС – 22);
- используемая для изготовления пьезоэлементов различного назначения, работающих при температуре + 250 °С и обладающих повышенной стабильностью пьезоэлектрических характеристик в заданном интервале температур и механических напряжений (ЦТС – 21).

В зависимости от интервала рабочих температур пьезокерамика делится на категории:

- от –60 °С до +60 °С;
- от –60 °С до +85 °С;
- от –60 °С до +150 °С;

- от –60 °С до +200 °С;
- от –60 °С до +250 °С;
- от –60 °С до +300 °С.

Основные константы пьезокерамических материалов, на основе цирконата-титаната свинца, приведены в таблице 1.3. [75].

Таблица 1.3

Основные константы пьезокерамических материалов

Константа	ЦТС-19	ЦТС-21	ЦТС-22	ЦТС-23	ЦТС-24	ЦТБС-1
Пьезомодуль $d_{ik} \cdot 10^{12}$, Кл/Н: $d_{31}d_{33}$	100 200	26,6 66,6	50 100	100 200	220 470	
Относительное отклонение частоты в интервале температур, %: –10...+50 °С –60...+80 °С	0,9 2,2	1,2 2,9	0,18 0,4	– –		
Диэлектрическая проницаемость	1525±325	550±150	800±200	1075±225	3200±400	
Диэлектрические потери $\text{tg } \delta$, % $E \leq 25 \text{ кВ/м}$	0,035	0,025		0,0075	0,05	
Удельное объемное электрическое сопротивление ρ_0 , Ом*м, при (100±5) °С, не менее	$1 \cdot 10^8$	$1 \cdot 10^9$	$1 \cdot 10^7$	$5 \cdot 10^8$	$1 \cdot 10^8$	
Температура точки Кюри, К, не менее	563	673	593	548	543	523
Коэффициент электро-механической связи, не менее	0,4	0,2		0,43	0,45	0,50
Модуль Юнга E , ГПа	55-85	85-95	85-100	65-85	65-75	
Плотность ρ , кг/м ³ , не менее	700			740	710	
Скорость звука c , м/с	3000-3600	3500-3800	3600-4000	3000-3350	3200	
Коэффициент Пуассона	–	0,33	0,41	–		
Механическая добротность, не менее	50	100	400	200	30	
Механическая прочности, МПа: при изгибе $\sigma_{\text{изг}}$, при растяжении $\sigma_{\text{в}}$ при сжатии $\sigma_{\text{сж}}$	- - 294	107,0 31,4 294	96,5 30,0 294	83,3 18,6 343	- 18,6 343	70 19,0 350

В последние годы разрабатываются новые пьезокерамические материалы со свойствами, позволяющими в некоторых случаях использовать их вместо более дорогостоящих пьезоэлектрических кристаллов. В частности, разработана и производится группа материалов на основе ниобата свинца, которая уже нашла практическое применение благодаря возможности ее использования в диапазоне частот до 30 и более МГц. Значительные исследования проводятся по созданию пьезокерамических композитных материалов, а также многослойной керамики.

Пьезокерамические элементы изготавливаются методом полусухого прессования, шликерного литья, горячего литья под давлением, экструзии или изостатического прессования с последующим обжигом на воздухе при температуре 1000–1400 °С. С целью уменьшения пористости обжиг может проводиться в среде кислорода, или элемент изготавливается с помощью метода горячего литья. По специальной технологии на поверхность заготовок наносятся электроды.

После этого керамику делают пьезоэлектрической с любым выбранным направлением поляризации путем помещения ее в сильное электрическое поле при температуре ниже так называемой точки Кюри. Поляризация обычно является окончательным процессом при изготовлении пьезокерамических элементов, хотя за ним следует термостабилизация и контроль параметров.

Условие резонанса пьезоэлектрического преобразователя определяется уравнением:

$$\operatorname{tg} kl = 2/(kD_1), \quad (1.25)$$

где D_1 – приведенная к накладкам толщина пластины; l – толщина пластины.

На основной частоте f_0 в полуволновом преобразователе толщина пластины определяется по формуле:

$$l = c/(2f_0), \quad (1.26)$$

где c – скорость звука в материале преобразователя.

В промышленности для различных технологических процессов ультразвуковой обработки используются многослойные преобразователи состоящие из пластин пьезоэлемента, отражающей и излучающей накладок.

В многослойном преобразователе размеры отдельных элементов с накладками одинаковой толщины связаны частотой собственных колебаний соотношением [39]:

$$\operatorname{ctg} \frac{2\pi f_0 l}{c} = \frac{\rho_1 \cdot c_1 \cdot S_1}{\rho c S} \operatorname{tg} \frac{2\pi f l}{c}, \quad (1.27)$$

где ρ , ρ_1 – плотность соответственно керамики и накладок; c , c_1 – скорость распространения звука соответственно в керамике и накладках; S , S_1 – площадь пластин керамики и накладок.

В более сложном варианте многослойного преобразователя с частотопонижающими накладками, толщины которых неодинаковы, его размеры связаны уравнением:

$$\frac{\omega q}{\sin kl} = \left(\frac{(\omega q \operatorname{tg} \frac{kl}{2} + \omega_1 \operatorname{tg} k_1 l_1)(\omega q \operatorname{tg} \frac{kl}{2} + \omega_2 \operatorname{tg} k_2 l_2)}{2 \operatorname{tg} \frac{kl}{2} + \omega_1 \operatorname{tg} k_1 l_1 + \omega_2 \operatorname{tg} k_2 l_2} \right), \quad (1.28)$$

где l – толщина пьезокерамики; l_1, l_2 – толщины излучающей и отражающей накладок; $q = S l S_{узл}$, где $S_{узл}$ – площадь излучающей поверхности керамики; k_1, k_2 – волновые числа керамики и накладок; w, w_1, w_2 – волновые сопротивления пьезокерамики, излучающей и отражающей накладок.

Выражение для определения излучаемой удельной механической мощности ультразвуковых колебаний четверть и полуволнового преобразователя в режиме одностороннего излучения имеет вид [37]:

$$P_{уд} = \frac{k U_{эф} d_{33}^2 E \alpha}{\rho c l^2}, \quad (1.29)$$

где $U_{эф}$ – действующее электрическое напряжение на преобразователе d_{33}^2 – пьезомодуль по толщине преобразователя; E – модуль Юнга; α – механико-акустический КПД преобразователя (0,75 ... 0,8); ρc – волновое сопротивление среды.

Исходной величиной для расчета пьезоэлектрического преобразователя является мощность, которую необходимо ввести в зону обработки. Зная основные константы керамики и ее удельную мощность излучения, находим суммарную площадь излучения. Действующее напряжение возбуждения для полуволнового преобразователя определяется:

$$U_{эф} = \frac{1}{2 d_{33}^2 E \alpha} \sqrt{P_{уд} \rho c}. \quad (1.30)$$

Амплитуда колебаний пьезоэлемента находится в зависимости от от пьезомодуля и приложенного напряжения:

$$A = d_{33} U / 300. \quad (1.31)$$

Резонансный пьезокерамический ультразвуковой преобразователь полуволновой длины наиболее широко используется для интенсификации различных технологических процессов энергией ультразвука как у нас в стране, так и за рубежом.

Продольные механические колебания ультразвуковой частоты в таком преобразователе вызываются подачей электрического тока на пьезокольца с частотой, соответствующей частоте собственных колебаний составного стержня, элементом которого и являются сами пьезокерамические кольца (рис. 1.25) [59, 60].

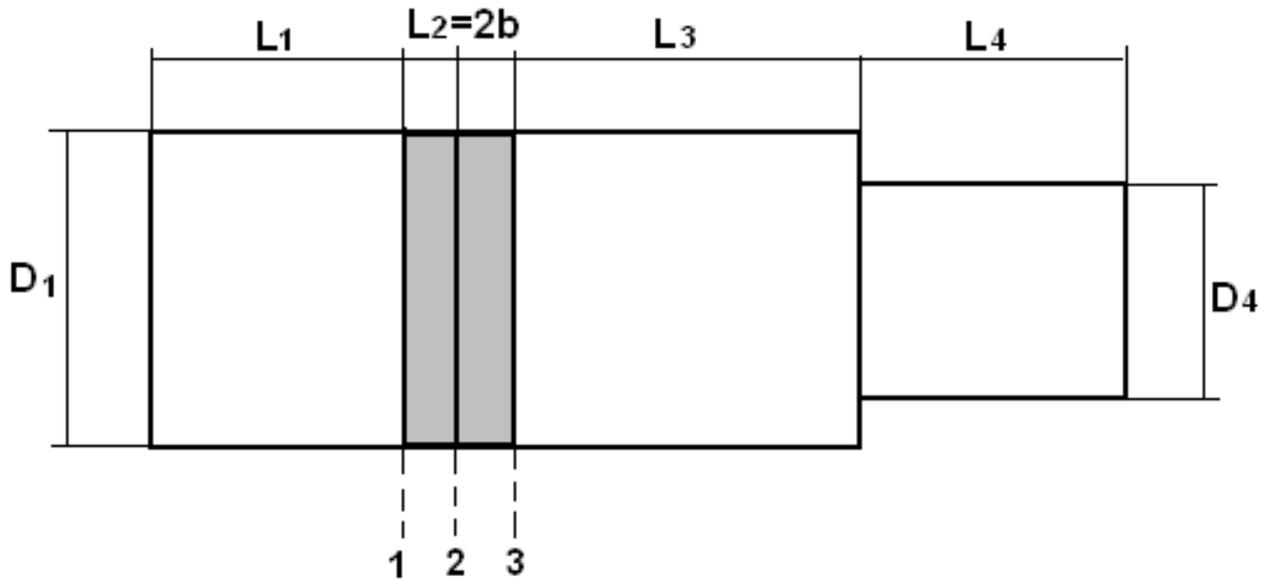


Рис. 1.25. Упрощенная конструкция пьезокерамического преобразователя

Данная конструкция является типовой для преобразователя с усиливающим концентратором и состоит из отражающей накладки длиной L_1 и диаметром D_1 , двух пьезокерамических колец того же диаметра толщиной b каждое и двухступенчатой излучающей накладки с длинами ступеней L_3 и L_4 , и соответствующими диаметрами D_1 и D_4 . Усиление механических колебаний в таком преобразователе достигается за счет уменьшения площади выходного сечения излучающей накладки по сравнению с сечением отражающей, а также за счет применения разнородных материалов для этих накладок. Наиболее используемым является применение составного стержня со ступенчатым изменением сечения, как показано на рис.1.21. Отражающая накладка выполнена обычно из стали, а излучающая - из титанового сплава или дуралюмина.

Общее дифференциальное уравнение продольных колебаний прямого стержня имеет вид:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[ES(x) \frac{\partial \tilde{A}}{\partial x} \right] = \rho S(x) \frac{\partial^2 \tilde{A}}{\partial t^2}, \quad (1.32)$$

где E - модуль упругости первого рода; ρ - плотность; x - продольная координата; t - время; $\tilde{A}(x, t)$ - продольное смещение x -ого поперечного сечения в момент времени t ; $\tilde{F}(x, t)$ - осевая сила.

Волновое уравнение (1) справедливо лишь для элементов, выполненных из изотропных материалов, подчиняющихся закону Гука. Для решения волнового уравнения (1) воспользуемся методом Фурье, при котором решение ищут в виде:

$$\tilde{A}(x, t) = a(x)T(t), \quad (1.33)$$

где $a(x)$ - амплитуда продольного смещения; $T(t)$ - некоторая функция времени. Тогда уравнение (1.13) можно записать так:

$$[ES(x)a']' T(t) = \rho S(x)\ddot{T}(t)a(x), \quad (1.34)$$

где штрих означает дифференцирование по x ; точка – дифференцирование по времени t . Разделим левые и правые части последнего уравнения на $\rho S(x)T(t)a(x)$:

$$\frac{[ES(x)a']'}{\rho S(x)a(x)} = \frac{\ddot{T}(t)}{T(t)}. \quad (1.35)$$

В полученном уравнении левая часть зависит только от x , а правая – только от t . Ввиду независимости аргументов x и t друг от друга остается предположить, что левые и правые части этого уравнения порознь равны некоторой константе $-\omega_0^2$. Тогда уравнение (1.35) распадается на два уравнения:

$$\begin{aligned} \ddot{T}(t) + \omega^2 T(t) &= 0 \\ [ES(x)a']' + \rho\omega^2 S(x)a(x) &= 0 \end{aligned} \quad (1.36)$$

Первое из них имеет решение $T(t) = B \cos(\omega t + \varphi)$, а второе может быть преобразовано к виду:

$$a'' + g(x)a' + \alpha^2 a(x) = 0 \quad (1.37)$$

где $\alpha = \omega / c$ - волновое число, а $g(x) = S'(x) / S(x)$.

Полученное выражение есть дифференциальное уравнение распределения продольных колебаний по длине стержня переменного сечения и его решение, зависящее от закона изменения площади поперечного сечения стержня, позволяет определить основные параметры пьезопреобразователя. При этом в случае решения дифференциального уравнения для составного стержня из разнородных материалов, необходимо учитывать граничные условия на свободных концах и стыках этих участков стержня. В этом случае, если $S_i = const$, то $g_i(x) = 0$ и уравнение (1.37) примет вид:

$$a_i''(x) + \alpha^2 a_i(x) = 0. \quad (1.38)$$

Решение этого уравнения будет выглядеть так:

$$a_i(x) = C_{i1} \cos \alpha x_i + C_{i2} \sin \alpha x_i, \quad (1.39)$$

при следующих граничных условиях:

$$\begin{aligned} a_i[x_i(0)] &= \xi; \\ E_i S_i a_i'[x_i(L_i)] &= E_{i+1} S_{i+1} a_{i+1}'[x_{i+1}(0)]; \\ a_i[x_i(L_i)] &= a_{i+1}[x_{i+1}(L_{i+1})]; \\ E_{i+1} S_{i+1} a_{i+1}'[x_{i+1}(L_{i+1})] &= 0. \end{aligned} \quad (1.40)$$

Необходимо отметить, что при решении только уравнения (1.39) мы значительно упрощаем задачу – определяем резонансную длину преобразователя, расположение узлов и пучностей колебательной скорости, а также относительное усиление колебаний по торцам излучателя. Для получения абсолютных

значений коэффициента усиления излучателя и для оценки величины амплитуды колебаний рабочего торца, необходимо знать начальные условия на участках составного стержня, представляющего преобразователь. Основной метод их определения состоит в применении к преобразователю основного уравнения пьезоэффекта и решения его в дальнейшем для условия колебательной задачи. Таким образом, полное решение поставленной задачи можно найти исходя из величины амплитуды колебаний на торце пьезокерамического кольца, определенной вышеуказанным методом с учетом его пьезоэлектрических свойств:

$$\xi = \frac{Ib}{\omega_0 e_{33} S} \quad (1.41)$$

здесь I - амплитуда тока возбуждения пьезоматериала, b - толщина пьезоматериала в направлении возбуждения, ω_0 - частота возбуждения, e_{33} - пьезоэлектрическая постоянная используемой пьезокерамики в направлении используемой кристаллографической оси, S - площадь сечения пьезоматериала в направлении возбуждения.

Величина амплитуды колебаний на рабочем торце преобразователя в соответствии с выражением (1.37) зависит от закона изменения сечения и материалов накладок, и должна зависеть от положения колец относительно узла колебательной скорости распространения продольных колебаний в преобразователе, при этом особое значение имеет место расположение. При этом особое значение имеет место расположения пьезокерамических колец в полуволновом ультразвуковом преобразователе продольного типа, влияющего на величину амплитуды колебаний его рабочего торца.

В рассматриваемом преобразователе (рис. 1.28), из простых физических соображений очевидна необходимость максимального приближения места расположения активной зоны (пьезоматериала) к узлу колебательной скорости распространения продольных колебаний для получения максимальных колебаний на выходном торце излучателя. В этой ситуации наиболее интересны для рассмотрения три варианта размещения колец:

1 – узел колебательной скорости («0»-амплитуды) находится в нуле отражающей накладки, то есть пьезокольца толщиной $2b$ совместно с излучающей накладкой составляют четвертьволновую конструкцию в полуволновом преобразователе;

2 – узел колебательной скорости («0»-амплитуды) находится в между двумя пьезокольцами, в этом случае в каждой четвертьволновой конструкции полуволнового преобразователя будет по одному пьезокольцу толщиной b ;

3 – узел колебательной скорости («0»-амплитуды) находится в нуле излучающей накладки, то есть пьезокольца толщиной $2b$ совместно с отражающей накладкой составляют четвертьволновую конструкцию в полуволновом преобразователе.

Результаты решения уравнения (1.39) для приведенных выше вариантов расположения пьезоколец приведены для разных частот и различных толщин пьезокерамических колец в табл. 1.4.

Таблица 1.4

Варианты расположения пьезокерамических колец

b	f(кГц)	Вариант 1			Вариант 2			Вариант 3		
		L ₀ (мм)	γ	L ₁ (мм)	L ₀ (мм)	K _y	L ₁ (мм)	L ₀ (мм)	K _y	L ₁ (мм)
2мм	26	101,15	3,08	50,02	81,92	3,26	43,45	92,77	3,33	37,2
	34	76,6	2,59	38,3	73,27	2,86	31,7	69,8	2,97	25,7
	42	59,75	2,09	31,03	57,59	2,41	26,46	55,55	2,58	18,8
4мм	26	95,0	2,58	50,1	88,2	2,91	37,2	82,22	2,90	26,65
	34	66,3	1,97	38,3	64,06	2,35	25,72	60,57	2,46	16,46
	42			31,02	47,53	1,82	18,8	47,42	2,05	10,67
5мм	26	90,9	2,34	50,1	84,0	2,72	34,3	78,0	2,69	22,42
	34	59,7	1,8	38,3	59,43	2,1	23,06	57,12	2,24	12,99
	42			31,02	42,05	1,58	16,39	44,53	1,86	7,78

L_0 - резонансная длина преобразователя в целом.

С учетом выражения (1.41), амплитуда колебаний рабочего торца пьезокерамического преобразователя продольного типа, приведенного на рис.1.28 для второго и третьего вариантов расположения пьезоколец будет определяться выражениями:

$$A_2 = \frac{\xi K_y}{\cos \alpha L_1} \quad \text{и} \quad A_3 = \frac{2\xi K_y}{\cos \alpha L_1}. \quad (1.42)$$

Для первого же варианта:

$$A_1 = B \cos \alpha L_4 (ctg \alpha L_4 + 1), \quad (1.43)$$

$$\text{где } B = \frac{2\xi (tg \alpha L_3 + ctg \alpha L_3)}{ctg \alpha L_4 - \frac{S_4}{S_3 \cos \alpha L_3}}.$$

Для учета влияния на амплитуду колебаний рабочего торца толщины колец, с одной стороны, необходимо введение в приведенные выше выражения параметра b , а с другой стороны для обеспечения возможности сопоставления результатов, желательно использование не абсолютных, а относительных параметров амплитуд колебаний, поэтому лучше использовать в дальнейшем параметр относительной амплитуды колебаний рабочего торца, определяемый как:

$$A = \frac{A_i}{\xi} b.$$

На рисунках 1.26, 1.27, и 1.28 приведены графики полученных зависимостей.

При анализе полученных зависимостей очевидно, что расположение пьезоэлементов в ультразвуковом излучателе продольного типа относительно узла колебательной скорости распространения продольных колебаний оказывает существенное влияние на величину амплитуды колебаний рабочего торца излучателя. Поэтому при проектировании пьезокерамических излучателей продоль-

ного типа этот момент необходимо учитывать для обеспечения максимальной амплитуды колебаний рабочего торца излучателя.

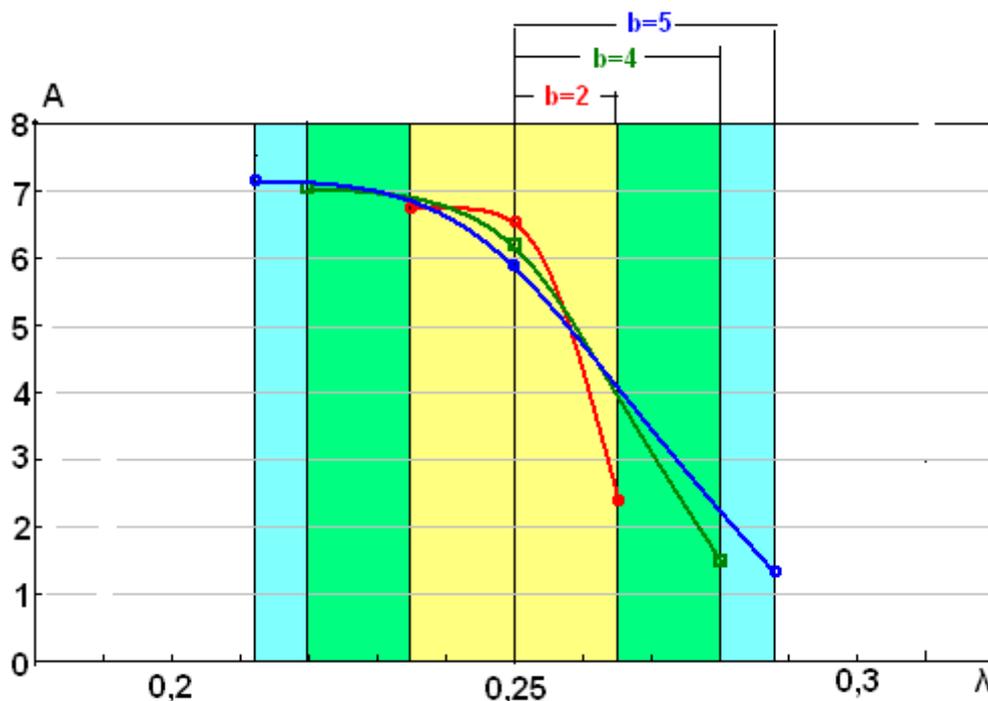


Рис. 1.26. Зависимость относительной амплитуды колебаний рабочего торца излучателя от положения межкольцевой плоскости относительно узла колебательной скорости при различных толщинах пьезоколец ($b = 2$ мм, 4 мм, 5 мм) и резонансной частоте излучателя 26 кГц.

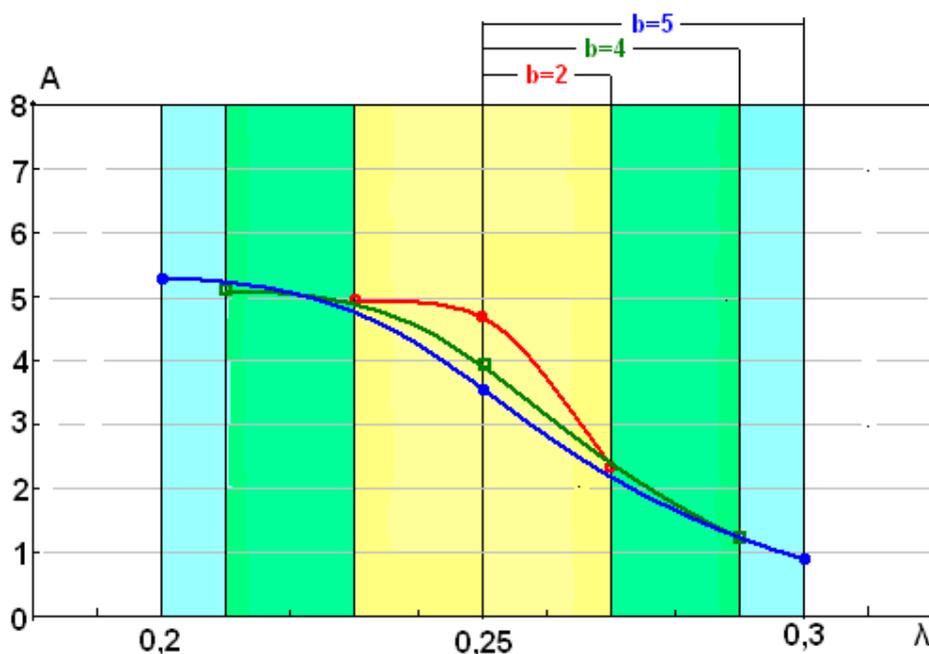


Рис. 1.27. Зависимость относительной амплитуды колебаний рабочего торца излучателя от положения межкольцевой плоскости относительно узла колебательной скорости при различных толщинах пьезоколец ($b = 2$ мм, 4 мм, 5 мм) и резонансной частоте излучателя 34 кГц.

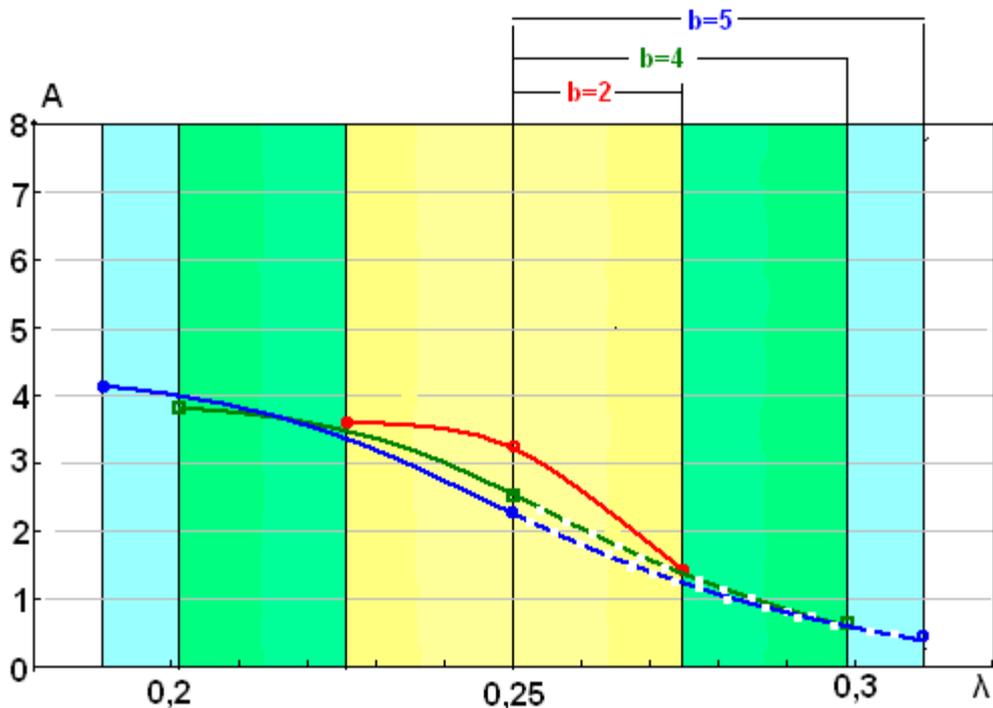


Рис. 1.28. Зависимость относительной амплитуды колебаний рабочего торца излучателя от положения межкольцевой плоскости относительно узла колебательной скорости при различных толщинах пьезоколец ($b = 2$ мм, 4 мм, 5 мм) и резонансной частоте излучателя 42 кГц.

В результате проведенных расчетов и анализа их результатов можно сделать следующие выводы:

- наиболее эффективным вариантом расположения пьезоэлементов является их размещение в одном четвертьволновом сегменте с отражающей накладкой, когда узел колебательной скорости находится в начале (на краю) излучающей накладки;

- эффективность такого расположения растет с увеличением толщины используемого пьезоматериала и с ростом резонансной частоты излучателя;

- поскольку такое расположение при возрастании резонансной частоты конструктивно ограничено (уже при 42 кГц толщина отражающей накладки становится меньше 8 мм – см. табл. 1.3), возможным выходом из ситуации на высоких резонансных частотах (свыше 40 кГц) может стать сдвиг узла колебательной скорости в положение «между кольцами» при одновременном уменьшении толщины излучаемого материала.

На основании проведенных исследований разработан целый ряд пьезокерамических преобразователей продольного типа, выполненных на кольцах ЦТС – 24 диаметрами 35 и 50 мм, рассчитанных на частоты 42 и 22 кГц, предназначенных для различных технологических процессов ультразвуковой обработки [63]. Конструкции преобразователей показаны на рис. 1.29 и 1.30, а их общий вид на рис. 1.31 и 1.32.

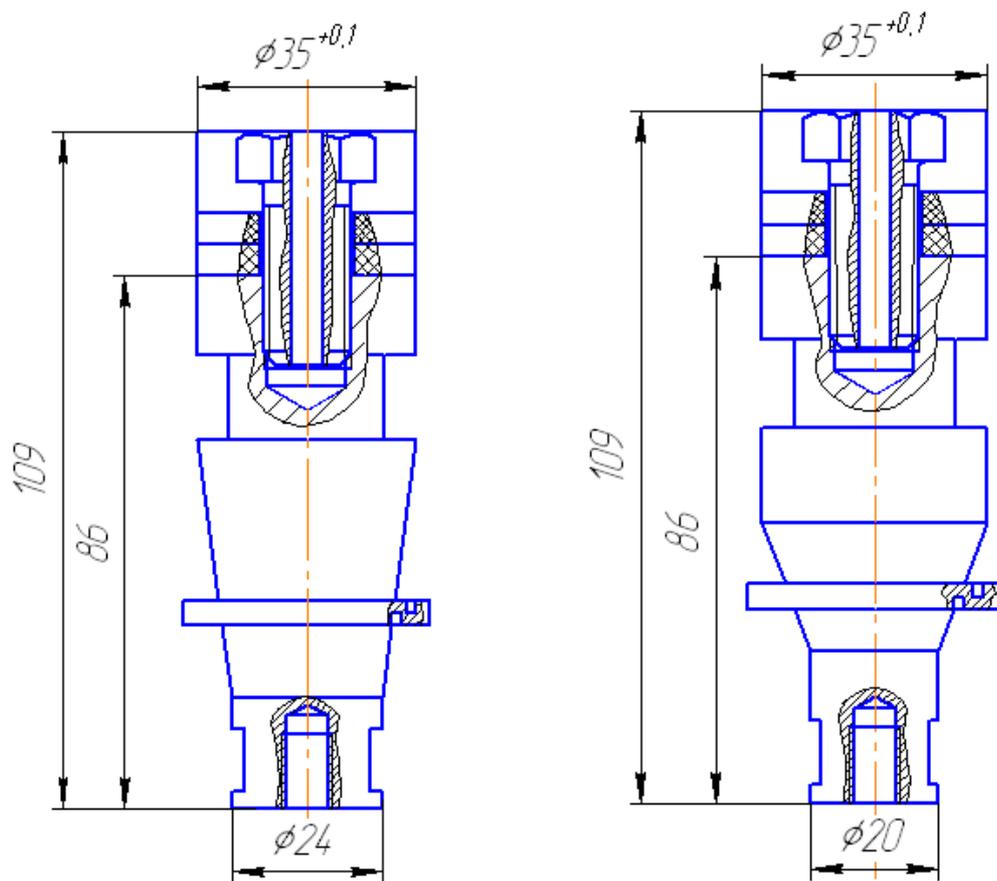


Рис. 1.29. Пьезокерамические преобразователи частотой 42 кГц

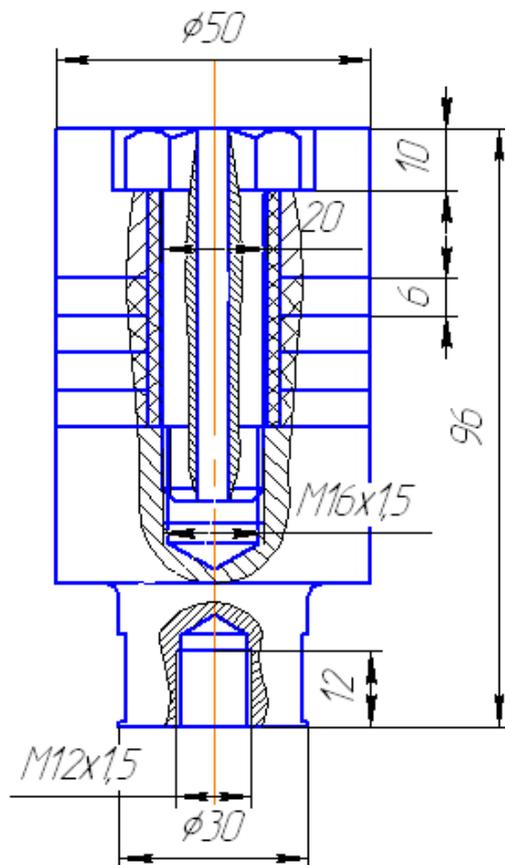


Рис. 1.30. Пьезокерамический преобразователь частотой 22 кГц

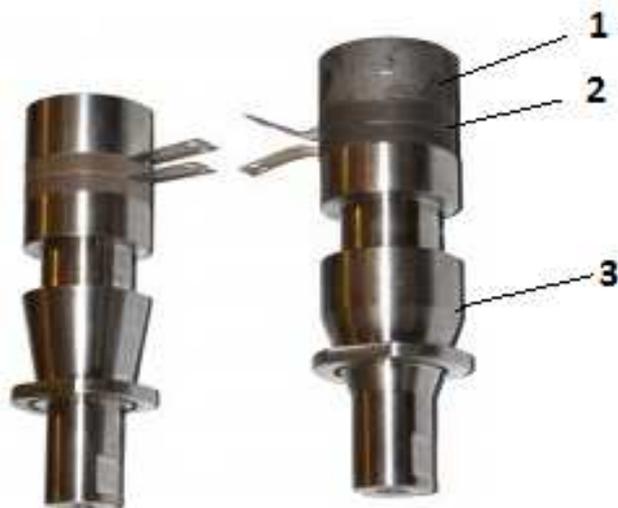


Рис. 1.31. Многослойные пьезокерамические преобразователи частотой 42 кГц на пьезоэлементах диаметром 35 мм: 1 – амортизирующая накладка; 2 – пьезокерамические кольца; 3 – излучающая накладка



Рис. 1.32. Многослойный пьезокерамический преобразователь частотой 22 кГц на пьезоэлементах диаметром 50 мм: 1 – амортизирующая накладка; 2 – пьезокерамические кольца; 3 – излучающая накладка

1.4. Виды колебательных систем и их классификация

Установки для обработки материалов с наложением ультразвуковых колебаний независимо от типа выполняемых операций состоят из следующих основных узлов: генератора электрических колебаний; машины для осуществления процесса деформирования (пресс, испытательная машина, прокатный стан и т. д.); ультразвуковой колебательной системы.

Ультразвуковые генераторы и машины для деформирования в установке используются, как правило, стандартные или же несколько модернизированные с учетом специфики выполняемой технологической операции.

Основой установки является колебательная система, которая в общем случае состоит из одного или нескольких преобразователей электрических колебаний в упругие, волноводной системы для трансформации, преобразования и усиления колебаний, заготовок и рабочего инструмента, соединенных в один технологический узел. Преобразователи колебаний в установках используют как стандартные, так и специального исполнения. В некоторых случаях элементы колебательной системы могут быть совмещены. Так, например, рабочий инструмент может служить звеном для трансформации и усиления колебаний. В целом все элементы колебательной системы должны быть строго увязаны по акустическим, механическим и конструктивным параметрам и взаимодействовать с вполне определенным назначением и характеристикой [69].

Обычно в обработке материалов, с применения ультразвука, используют стоячие волны. Такие волны позволяют получить оптимальные условия работы ультразвуковой аппаратуры, увеличить коэффициент полезного действия установок, сконцентрировать ультразвуковую энергию, упростить конструктивное оформление и изоляцию колебательной системы, а также получить целый ряд дополнительных технологических преимуществ. Для возбуждения стоячей ультразвуковой волны в колебательной системе необходимо, чтобы отдельные ее элементы или вся система в целом имела резонансные размеры для заданного типа колебаний, возбуждаемых с определенной частотой. Колебательные системы, как правило, конструируются таким образом, чтобы в них возбуждались колебания одного типа, так как в противном случае возникают трудности в создании резонансного режима ее работы и акустической изоляции. Для этого геометрия отдельных элементов системы, соотношение их размеров между собой и длиной волны должны находиться в определенных границах. Анализ, расчет и построение колебательной системы по существу сводятся к определению ее колебательного режима, характеризующего состояние всех точек данной системы в процессе выполнения технологической операции.

Колебательная система называется замкнутой, если она изолирована и при работе в целом во всех ее звеньях возбуждается стоячая ультразвуковая волна. Если резонансный режим работы обеспечивается только в части технологического узла, то такая колебательная система называется разомкнутой.

С точки зрения универсальности колебательной системы, т. е. возможности применения ее для выполнения различных технологических операций, упрощения ее конструкции, повышения коэффициента использования акустической энергии, создания условий для ее стабильной работы и по ряду других признаков, более целесообразным является возбуждение ультразвуковых колебаний в очаге деформации через обрабатывающий инструмент.

В тоже время, для обработки материалов могут быть применены колебательные системы, в которых акустическая энергия передается от преобразователя в зону деформации через деформируемый материал (заготовку). Однако в этом случае необходимо учитывать, что если масса заготовки меньше массы инструмента, то в заготовке будут возникать знакоперемен-

ные напряжения от воздействия ультразвуковых колебаний. Величина их будет максимальной у входа в очаг деформации и резко снижаться по его длине в направлении распространения колебаний, вследствие присоединения к колебательной системе значительной массы в виде деформирующего инструмента, т. е. знакопеременные напряжения в заготовке будут действовать до очага деформации и практически отсутствовать в нем [70].

Поэтому введение колебаний через деформируемый металл целесообразно и эффективно при значительной массе заготовки по сравнению с инструментом, а также в тех случаях, когда место контакта инструмента и заготовки не обладает достаточной жесткостью, например при обработки полимерных материалов.

В дальнейшем ограничимся рассмотрением колебательных систем, в которых возбуждение колебаний в зоне деформации осуществляется через инструмент. Такого рода колебательные системы можно классифицировать по акустическим и технологическим свойствам.

По первому признаку колебательные системы подразделяются в зависимости от места расположения очага деформации и типа колебаний инструмента. При работе колебательной системы в режиме стоячей волны имеются два характерных сечения: пучность колебаний (узел напряжений) и пучность напряжений (узел колебаний). Эти два сечения и определяют место расположения очага деформации. Основными типами колебаний инструмента могут быть продольные, радиальные, крутильные, поперечные и реже изгибные.

С технологической точки зрения колебательные системы подразделяются в зависимости от того, для выполнения каких операций они предназначены. Такое деление необходимо по той причине, что при применении колебаний одного и того же типа в зависимости от вида выполняемой операции механизм воздействия ультразвука на обрабатываемый материал, а следовательно, и эффект от воздействия ультразвука будет различным. Известно, что в основу классификации технологических процессов обработки материалов с точки зрения напряженно-деформированного состояния положены механические схемы деформации. В зависимости от места расположения очага деформации и типа ультразвуковых колебаний в различной степени изменяется схема напряженного состояния и кинематика течения материала. Поэтому действие ультразвука на деформируемый материал будет отличаться при различных механических схемах деформации.

Выбор той или иной колебательной системы для обработки металлов давлением должен быть направлен на достижение максимального эффекта от воздействия ультразвука по таким параметрам, как снижение усилия деформирования, улучшение качества изделий, их поверхности и т.д.

Ввиду разнообразия способов введения колебаний в очаг деформации остановимся на наиболее типичных схемах, которые позволяют получить тот или иной тип смещения или знакопеременных напряжений в очаге деформации. Как правило, в очаге деформации практически невозможно получить только смещения или знакопеременные напряжения, так как пучность сме-

щений и напряжений являются сечениями, в то время как очаг деформации имеет протяженность в трех измерениях. Кроме того, деформация в зоне пучности колебаний вследствие смещений инструмента и наличия сил контактного трения во многих случаях приводит к появлению знакопеременных напряжений, чаще всего сдвигающих.

Обычно колебательные процессы в механических системах происходят по гармоническому закону. При этом периодические колебания инструмента могут вызвать в заготовке периодические или аperiodические вынужденные колебания. Последний тип колебаний имеет место в том случае, когда контакт вибрирующего инструмента с заготовкой является дискретным. В такой колебательной системе очаг деформации, как правило, расположен в пучности колебаний. Деформация заготовки в этом случае подобна ротационной обработке и осуществляется за счет периодических ударов, которые наносит по ней конец резонансного инструмента. Периодические гармонические колебания в заготовке возникают только при наличии акустического контакта между ней и вибрирующим обрабатывающим инструментом, т. е. когда заготовка становится частью акустической системы [54].

Рассмотрим на конкретных примерах наиболее характерные и возможные способы введения колебаний различных типов в очаг деформации.

Продольные ультразвуковые колебания в очаге деформации можно получить путем применения разомкнутой и замкнутой колебательных систем. Разомкнутая колебательная система получается в том случае, если один из инструментов выполнен без учета требований резонанса, т. е. форма и размеры его выбраны произвольно. Вариант такой колебательной системы для выполнения различных технологических операций показан на рисунке 1.33. Деформация заготовок во всех случаях производится за счет периодических ударов колеблющегося инструмента.

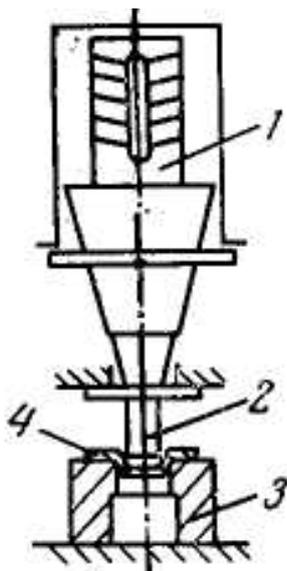


Рис. 1.33. Разомкнутая колебательная система: 1 – преобразователь колебаний; 2—волковод-пуансон; 3 — матрица; 4 — заготовка

Разновидностью такого способа деформации являются колебательные системы, в которых колеблющийся волновод наносит периодические удары по инструменту, не скрепленному с колеблющимся звеном. Установка с такой колебательной системой отличается универсальностью, так как переход от выполнения одной операции к другой требует минимальных затрат времени. Следует только учитывать, чтобы масса незакрепленного инструмента, по которому наносит удары резонансный волновод, была значительно меньше массы последнего. Варианты исполнения таких колебательных систем могут быть самыми различными.

Основным недостатком разомкнутых колебательных систем является ограниченное статическое усилие, которым можно ее нагружать. Обусловлен этот недостаток тем, что при периодических ударах в резонансной части колебательной системы, так же как и в заготовке, распространяются несинусоидальные колебания, которые, интерферируя с основными, усложняют картину их распространения. Это приводит к ослаблению основных колебаний и полному их затуханию при достижении некоторого статического усилия. Кроме того, по мере увеличения статической нагрузки и улучшения акустической связи между резонансной и пассивной частями колебательной системы частота ее собственных колебаний будет изменяться, так как происходит присоединение нагрузки к резонансной части системы и увеличение ее длины. При определенных усилиях присоединенная нагрузка в виде массы испытательной машины или пресса приводит к полному демпфированию колебаний. Поэтому разомкнутую колебательную систему следует применять для ультразвукового прессования пластичных материалов, обладающих низким сопротивлением деформации.

При деформации относительно прочных материалов эффект от применения такой ультразвуковой колебательной системы может быть достигнут путем уменьшения размеров очага деформации или увеличения колеблющейся массы (увеличения размеров элементов резонансной части колебательной системы).

В то же время большим достоинством такой схемы является то, что пластическая деформация осуществляется при малых статических нагрузках в основном за счет ультразвуковой энергии. Такая колебательная система будет очень эффективной при горячей пластической деформации.

Разомкнутую акустическую систему можно создать и в том случае, если верхний и нижний инструменты будут совершать синфазные по отношению к очагу деформации колебания (рис. 1.34). С увеличением статического усилия при деформации по такой схеме вследствие интерференции проходящих в каждый инструмент через заготовку сдвинутых по фазе на полпериода колебаний от другого источника с основными происходит их ослабление и на некоторой стадии полное затухание. Для создания такой колебательной системы необходимо, чтобы длина ее между торцами преобразователей ультразвуковых колебаний была равна четному числу полуволен.

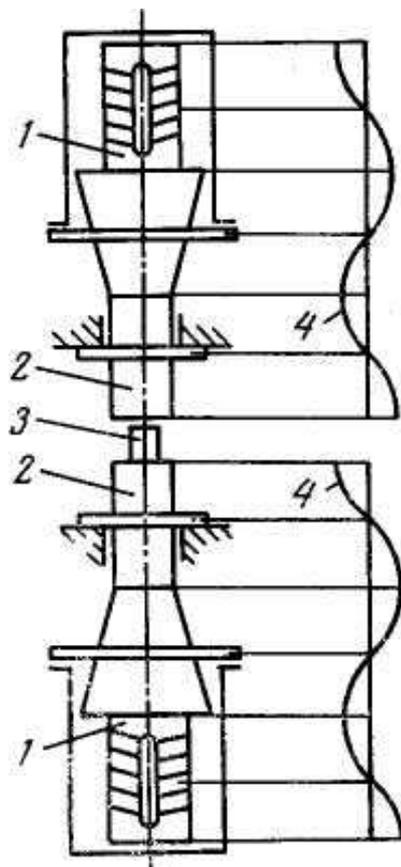


Рис. 1.34. Разомкнутая колебательная система с синфазными колебаниями инструмента: 1 — преобразователи колебаний; 2 — бойки-волноводы; 3 — заготовка; 4 — эпюры смещений

Замкнутые колебательные системы с расположением очага деформации в пучности колебаний в начальный момент деформации при малых статических нагрузках работают так же, как и разомкнутые. Вследствие интерференции периодических импульсов, возникающих при ударе с обрабатываемым материалом, картина распространения их усложняется, в результате чего происходит некоторое затухание основных колебаний. Однако при достижении усилия, обеспечивающего акустический контакт резонансных волноводов и инструментов через заготовку, образуется резонансная акустическая система и амплитуда колебаний инструмента повышается практически до первоначального значения. Такие колебательные системы для обработки материалов, основанные на присоединении к резонансной колебательной системе через заготовку путем создания статического усилия дополнительной нагрузки резонансных размеров, были предложены В. П. Северденко и В. А. Лабунным (рис. 1.35).

Конструктивно колебательные системы в зависимости от вида выполняемой операции могут быть оформлены с возбуждением колебаний через пуансон (рис. 1.35, а), матрицу (рис. 1.35, б) или оба инструмента одновременно (рис. 1.35, в). В первых двух случаях колебательные системы работают с отражателями, представляющими собой стержни резонансной длины, на которых закреплен инструмент. При работе с двумя преобразователями (рис. 1.35, в), совершающими синфазные колебания, для создания резонансной

акустической системы необходимо, чтобы общая длина волноводной системы между торцами преобразователей, включая и заготовку, была равна нечетному числу длин полуволн.

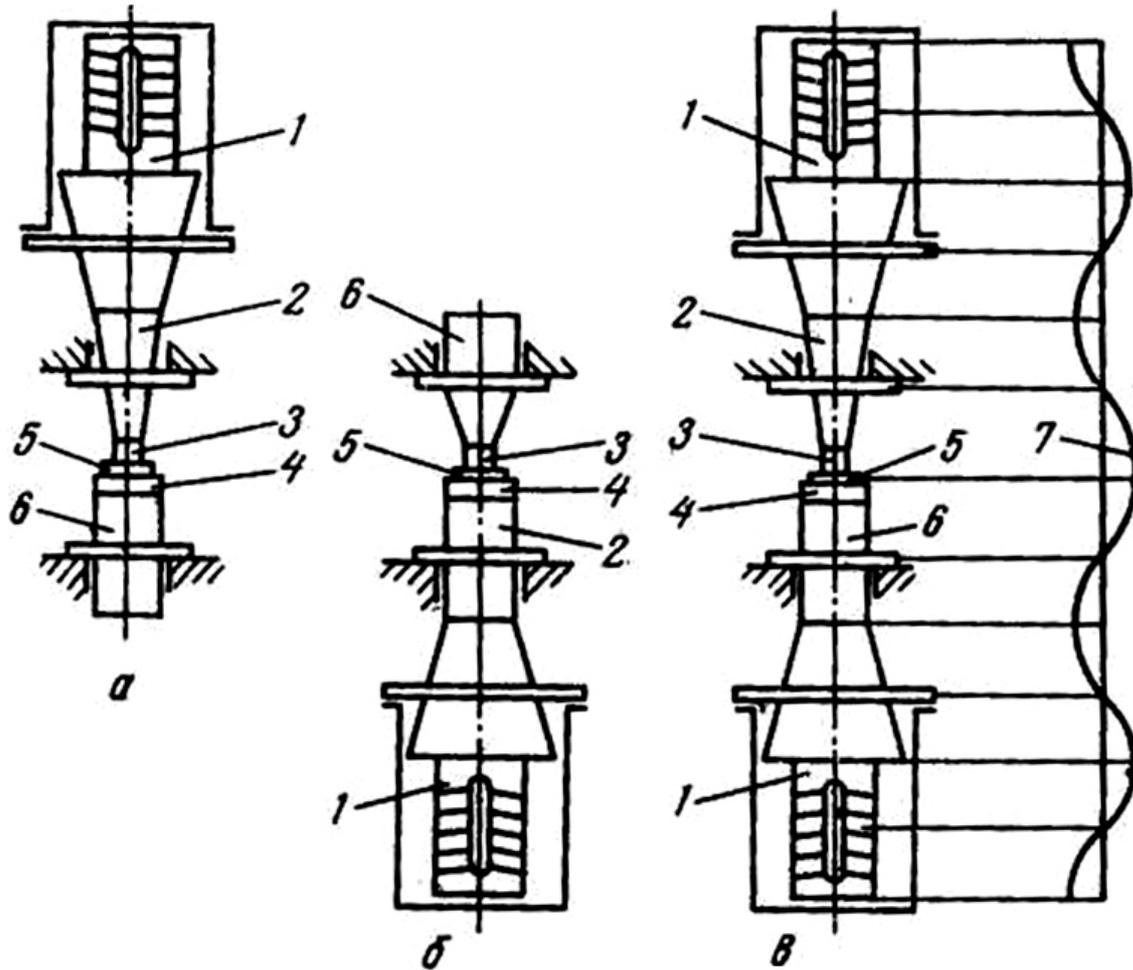


Рис. 1.35. Замкнутые резонансные колебательные системы с расположением очага деформации в пучности смещений: *а* — колебания совершает пуансон; *б* — колебания совершает матрица; *в* — колебания совершают оба инструмента (1 — преобразователь колебаний; 2 — волновод; 3 — пуансон; 4 — матрица; 5 — заготовка; 6 — отражатель; 7 — эпюра смещений)

Достоинством замкнутых колебательных систем является возможность использования их при больших статических нагрузках, не превышающих, однако, предела упругости составляющих ее звеньев. В замкнутой колебательной системе очаг деформации может быть расположен также в пучности напряжений. В этом случае длина элементов колебательной системы до и после очага деформации должна быть кратной нечетному числу четвертей длины волны, т. е. в отдельности части колебательной системы, примыкающие к очагу деформации, являются нерезонансными. Под действием приложенного статического усилия происходит сочленение нерезонансных в отдельности частей через обрабатываемый материал в резонансную колебательную систему, так как общая длина ее после сочленения становится

равной целому числу длин полуволн. Пример такой колебательной системы для выполнения разделительных операций показан на рисунке 1.36.

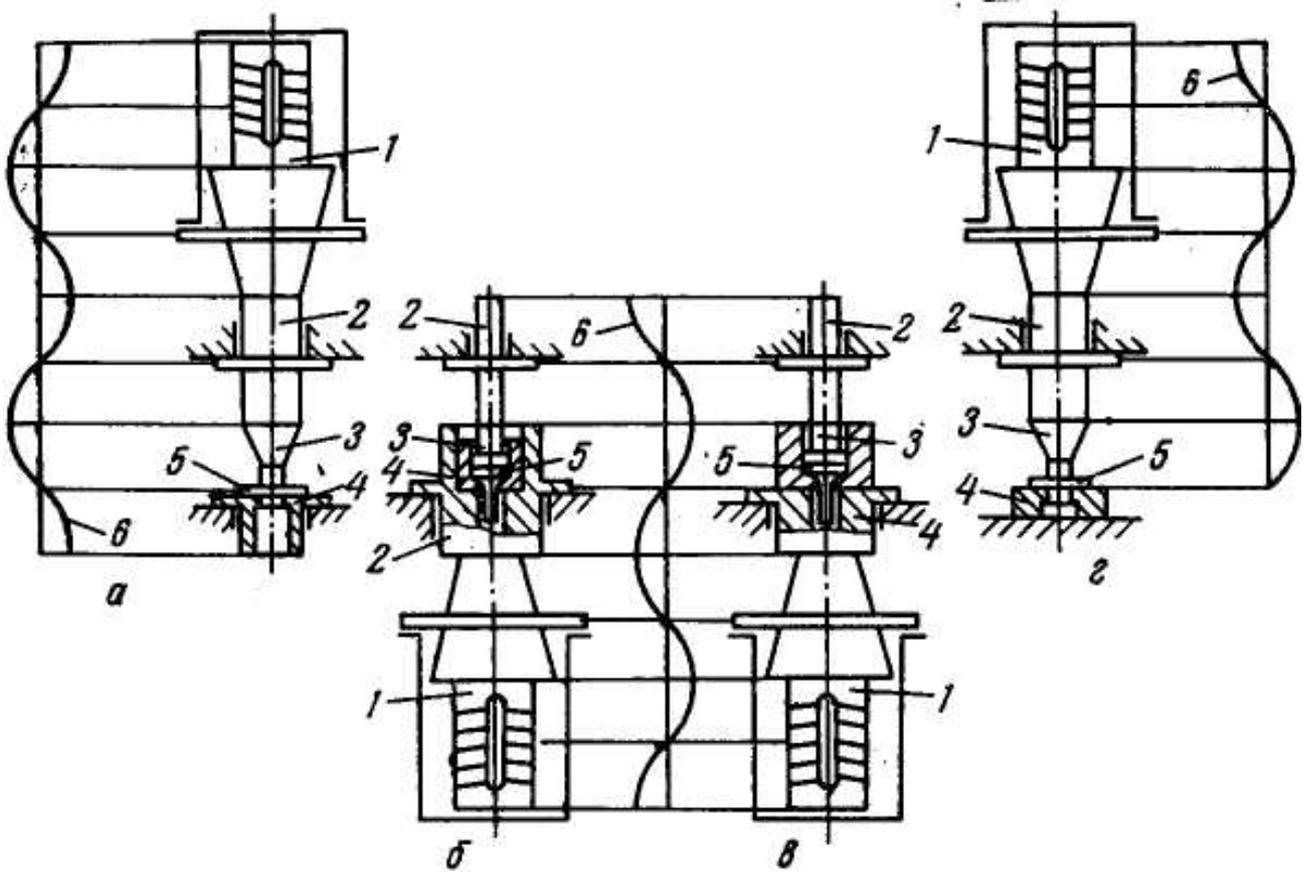


Рис. 1.36. Замкнутые (а, б, в) и разомкнутые (г) колебательные системы с расположением очага деформации в пучности напряжений: 1 — преобразователь колебаний; 2 — волновод; 3 — пуансон; 4 — матрица; 5 — заготовка; б — эпюра смещений

По аналогии с резонансными колебательными системами, в которых очаг деформации расположен в пучности смещений продольной стоячей ультразвуковой волны, системы с очагом деформации в пучности напряжений могут работать с введением колебаний в каждый инструмент (пуансон и матрицу) в отдельности или к обоим инструментам одновременно. В последнем случае длина элементов колебательной системы между торцами преобразователей должна быть равна нечетному числу полуволн при условии, что в обоих преобразователях возбуждаются синфазные колебания, т. е. они работают от одного ультразвукового генератора. При раздельном возбуждении колебаний в пуансоне или матрице в колебательной системе применяют отражатель стержневого типа длиной, равной нечетному числу четвертей волны.

Стоячая волна в описанных выше колебательных системах может быть возбуждена только при сочленении ее элементов в одну резонансную систему, т. е. только при действии статической нагрузки. Значит, такие системы необходимо настраивать в резонансный режим в процессе деформации заготовки. В момент холостого хода, т. е. при размыкании колебательной системы, резонансный режим работы ее будет нарушаться. Поэтому режим работы

ультразвуковой аппаратуры при применении таких колебательных систем получается тяжелым.

Этого недостатка лишена колебательная система в которой колебания возбуждаются в волноводе полуволновой длины и очаг деформации расположен в зоне максимальных напряжений. В момент холостого хода такая система будет работать в резонансном режиме. Присоединение к ней в узле колебаний нагрузки в виде пуансона незначительно сказывается на изменении ее резонансных свойств. Матрица в такой колебательной системе может быть незакрепленной («плавающей»). Это позволяет в большей степени использовать энергию ультразвука. Еще большей эффективности от воздействия ультразвука можно достичь, если резонансный волновод, в котором возбуждаются колебания, сделать разъемным в пучности напряжений, а матрицу закрепить в верхней части в месте плоскости разъема. В этом случае напряжения в очаге деформации должны уравнивать напряжения от ультразвуковых колебаний, действующих в плоскости разъема, но так как колебательная система замкнута и изолирована, то усилия от этих напряжений не будут передаваться на детали штампа и деформирующей машины. Колебательная система с расположением очага деформации в пучности напряжений может быть также и разомкнутой. В этом случае ее можно рассматривать как волноводную систему с жестко закрепленным концом. В месте закрепления, т. е. в очаге деформации, в такой системе вследствие возникновения в ней стоячей волны возникает пучность напряжений и минимум колебательной скорости. Такое распределение напряжений и колебательной скорости наблюдается в том случае, если в колебательной системе нет необратимых потерь энергии, т. е. если имеет место полное отражение колебаний от места закрепления (система нагружена реактивным сопротивлением). Если же место закрепления является нагрузкой, поглощающей акустическую энергию (активным сопротивлением), то происходит частичный перенос энергии от источника колебаний к нагрузке. Другая часть энергии отражается и возвращается к источнику колебаний. При этом в системе наряду со стоячей возникает бегущая волна. Если активное сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению колебательной системы, то в ней возникает только бегущая волна. Так как в общем случае реальная нагрузка на колебательную систему представляет совокупность активного и реактивного сопротивлений различной степени сложности, структуры и характера, то тип упругих волн, распространяющихся в колебательной системе, будет определяться условиями отражения на конце системы, т. е. в очаге деформации. Поглощенной энергии в очаге деформации будет соответствовать бегущая волна, а отраженной — стоячая. Совокупность их дает результирующий колебательный процесс в системе.

Приведенные замечания касаются не только колебательной системы с закрепленным концом. Во всех колебательных системах для обработки материалов очаг деформации представляет собой нагрузку на колебательную систему, причем сопротивление этой нагрузки непрерывно изменяется в процессе деформации при изменении конфигурации и размеров заготовки. Из-

меняется также соотношение между составляющими активного и реактивного сопротивлений нагрузки. Поглощение энергии нагрузкой наряду с потерями в элементах колебательной системы приводит к появлению в ней бегущих волн, которые, слагаясь со стоячими, нарушают резонансный режим колебательной системы. Таким образом, условия отражения и поглощения в значительной степени характеризуют колебательный режим работы системы.

1.5. Требования к колебательным системам

Колебательная система для обработки металлов давлением должна удовлетворять целому ряду акустических и технологических требований. Последние зависят от типа выполняемых технологических операций и относятся в основном к инструменту: точности его изготовления, чистоте поверхности, выбору материала для его изготовления и термообработке, прочности, жесткости, износостойчивости и т. д. Эти требования обстоятельно изложены в многочисленной справочной литературе.

Акустические требования обусловлены необходимостью создания в системе заданного колебательного режима при передаче энергии от преобразователя в очаг деформации. Эти требования, обеспечивающие эффективную работу волноводно-излучающей системы в различных технологических процессах, обстоятельно изложены в работах И. И. Теумина. Применительно к колебательным системам для обработки материалов они могут быть сформулированы следующим образом:

- максимальный отбор акустической энергии от преобразователя колебаний;
- минимальные потери энергии в звеньях самой колебательной системы;
- минимальные потери энергии в пассивных элементах конструкции штампа для выполнения технологических операций;
- наибольшая концентрация акустической энергии непосредственно в очаге деформации;
- устойчивость резонансного режима колебательной системы при изменении в широких пределах действующей на нее статической нагрузки;
- равномерность излучения по всей площади очага деформации;
- стабильность работы колебательной системы во времени при длительной эксплуатации;
- конструктивная и технологическая простота звеньев и всей колебательной системы в целом [33, 69].

Максимальный отбор акустической энергии от преобразователя возможен в том случае, когда колебательная система работает в резонансном режиме. Для этого собственная частота элементов и всей колебательной системы должна совпадать с частотой возбуждаемых колебаний. Нарушение резонансного режима системы в процессе работы происходит вследствие изменения активного сопротивления нагрузки в результате изменения конфигурации

и размеров заготовки, а также изменения длины, а следовательно, и собственной частоты всей колебательной системы.

Последнее обстоятельство вызвано тем, что пластическая деформация осуществляется в результате внедрения инструмента в обрабатываемый материал, а также взаимного перемещения одного инструмента в другом в направлении действующего усилия. В результате длина колебательной системы изменяется.

Для расчета и конструирования волноводной системы необходимо учитывать важную характеристику – рассеяние энергии в материале. Кроме того, информация о характеристиках рассеяния энергии в материале имеет самостоятельное значение как показатель добротности материала, предназначенного для изготовления элементов колебательных систем акустической аппаратуры. Знание характеристик рассеивания энергии важно также в связи с необходимостью контролировать процессы саморазогрева, которые тем выше, чем выше частота колебаний волноводной системы.

Увеличение частотных и амплитудных циклических напряжений приводит к увеличению рассеивания энергии в материале, что в свою очередь способствует прогрессирующему нарастанию необратимых повреждений в материале, приводящих к усталостному разрушению волноводной системы.

Потери энергии в звеньях колебательной системы зависят: от материала из которого они изготовлены, от конструкции и качества сочленения звеньев между собой, от особенностей конструкции и качества изготовления колебательной системы в целом. Оценка акустических потерь в системе может быть произведена с помощью коэффициента δ , характеризующего отношение максимальной колебательной скорости в теле, имеющем резонансную длину, к максимальным знакопеременным деформациям при заданном коэффициенте усиления по амплитуде смещения:

$$\delta = \frac{1}{c} \frac{\dot{x}_{max}}{e_{max}} \quad (1.37)$$

Чем больше величина δ , тем большую колебательную скорость можно получить при меньших значениях деформаций, т. е. коэффициент δ в каждом конкретном случае косвенно определяет потери энергии ультразвуковых колебаний в материале, прочность и долговечность колебательной системы. Поглощение передаваемой энергии материалом объясняется, в основном, потерями на внутреннее трение, а величина затухания зависит от прочности и упругих свойств материала, его структурно-химического состава.

Потери акустической энергии в колебательных системах могут быть также обусловлены некачественным выполнением мест соединения отдельных звеньев друг с другом. Эти соединения должны обеспечивать надежный акустический контакт и жесткую связь между отдельными звеньями. Достигается это пайкой элементов друг с другом, применением прессовых насадок при создании неразъемных колебательных систем, и применением резьбовых соединений – для разъемных акустических систем. Места соединений должны быть

тщательно пригнаны друг к другу по всей плоскости контакта путем шлифовки и последующей притирки.

Восстановление резонансного режима колебательной системы возможно изменением возбуждающей частоты, т. е. подстройкой ультразвукового генератора, а также подстройкой волноводной системы. Метод автоматической настройки ультразвукового генератора на резонансную частоту с использованием акустической и трансформаторной обратной связи широко известен и реализован в некоторых генераторах, например УЗГ 3 – 4, УЗГ-10У. При таком способе восстановления резонансного режима следует только иметь в виду, что при изменении рабочей частоты генератора нарушается резонансный режим работы преобразователя и отдельных звеньев волноводной системы. Вследствие этого положение узловых плоскостей смещается и при наличии закрепления колебательной системы в узлах смещений в последних возникают потери. В итоге, несмотря на то, что резонансный режим колебательной системы в целом восстанавливается, эффективность ее работы по сравнению с первоначальным состоянием ухудшается.

Подстройка волноводной системы в резонансный режим может осуществляться также путем изменения ее реактивной нагрузки, выполненной в виде сосредоточенной массы и упругости, причем последняя может плавно изменяться. Устройства для реализации такого способа отличаются сложностью и не могут быть рекомендованы для применения в колебательных системах для обработки материалов давлением, изменение резонансной частоты которых в процессе выполнения технологических операций может происходить в широких пределах.

Более перспективным с точки зрения поддержания резонансного режима является применение для пластической деформации колебательных систем, реактивная составляющая входного сопротивления которых мало изменяется при выполнении процесса деформации. К таким колебательным системам относятся системы, в которых используются большие колеблющиеся массы, длина волноводной системы не изменяется, а также системы, длина которых равна большому количеству полуволн. Последние системы нуждаются в некоторой подстройке, однако в значительно меньшей степени, чем системы небольшой длины, равной двум-трем полуволнам.

Потери энергии в звеньях колебательной системы зависят от материала, из которого они изготовлены, а также от особенностей и качества конструкции колебательной системы и отдельных ее элементов. Внутренние потери энергии в материале вызваны различными механизмами, которые объединены понятием «внутреннее трение», мерой которого является логарифмический декремент затухания. Потери на внутреннее трение обусловлены поглощением части акустической энергии и превращением ее в тепловую в процессе циклического нагружения материала в упругой области.

Поглощение зависит не только от рода материала, но и от частоты колебаний. Отечественными исследованиями установлено, что материал, предназначенный для изготовления элементов волноводно-излучающей системы, должен обладать хорошими упругими свойствами, низким декрементом зату-

хания и высокой усталостной прочностью. Усталостную прочность и твердость поверхности волноводов можно повысить химико-термической обработкой, поверхностной закалкой, а также поверхностной пластической деформацией.

Для изготовления ультразвуковых инструментов могут быть использованы углеродистые и легированные инструментальные стали, а также конструкционные среднеуглеродистые легированные стали, характеристики которых приведены в таблице 1.2.

В высокоуглеродистых и легированных сталях потери акустической энергии на внутреннее трение значительно ниже, чем в малоуглеродистых; коэффициент потерь при этом является структурно-чувствительной характеристикой материала и возрастает с увеличением амплитуды напряжений от ультразвуковых колебаний. Термическая обработка позволяет значительно снизить его величину. Сравнивая требования, предъявляемые к инструменту для обработки металлов давлением и волноводным системам, видим, что они не противоречат друг другу.

Потери акустической энергии в колебательных системах могут быть обусловлены также нерациональной конструкцией отдельных ее звеньев, некачественным их выполнением и другими причинами. Для уменьшения таких потерь при конструировании, изготовлении и эксплуатации колебательных систем особое внимание уделяется местам соединения отдельных звеньев друг с другом. Эти соединения должны обеспечивать хороший и надежный акустический контакт, а также жесткую связь между отдельными звеньями. Достигается это пайкой элементов друг с другом, применением прессовой посадки при создании неразъемных колебательных систем или использованием резьбовых соединений при создании разъемных колебательных систем. Места соединений должны быть тщательно пригнаны друг к другу путем их шлифовки и последующей притирки. Перед сборкой с применением резьбового соединения сопрягаемые места смазываются тонким слоем.

Потери энергии в пассивных элементах конструкции ультразвуковой установки зависят от выбора способа акустической изоляции (развязки) колебательной системы, т. е. от способа ее крепления к машине для осуществления деформации. Крепление должно обеспечивать достаточную жесткость колебательной системы (для достижения требуемой точности обработки) и, кроме того, минимум потерь акустической энергии.

Опоры могут быть активные, входящие в состав колебательной системы, и пассивные, колебания в которых отсутствуют. Примером активной опоры может служить четвертьволновой изолятор (рис. 1.37, а). Вследствие больших статических нагрузок в колебательных системах для обработки металлов давлением используют, как правило, пассивные опоры. Местами расположения пассивных опор являются узлы смещений (рис. 1.37, б, в).

Узловые соединения могли бы обеспечить полностью акустическую изоляцию колебательной системы, если бы в ней возбуждалась чисто стоячая волна, при которой в узловой плоскости смещения отсутствуют.

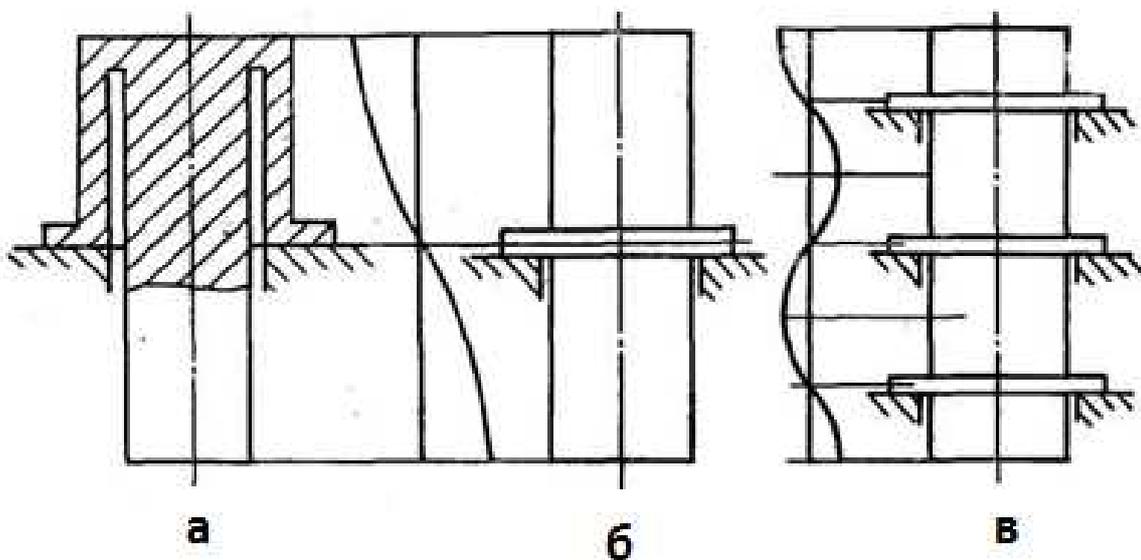


Рис.1.37. Активные (*а*) и пассивные (*б, в*) опоры колебательных систем

Однако процесс деформации неизбежно связан с активными потерями акустической энергии, а следовательно, и с потоком энергии. Значит, в волноводной системе возникает бегущая волна и в узловых плоскостях колебательной системы амплитуда смещений оказывается отличной от нуля. В результате этого присоединение пассивных элементов опор в узловой плоскости вызывает некоторое рассеяние колебательной энергии и нарушение режима работы системы. Кроме того, как уже было указано выше, изменение входного сопротивления нагрузки и резонансной частоты колебательной системы приводит к изменению положения узловых плоскостей, что также приводит к потерям акустической энергии и уменьшению амплитуды колебаний в системе. Таким образом, можно сделать вывод, что применение пассивных опор в колебательных системах, входное сопротивление и резонансная частота которых изменяются в процессе работы, неизбежно приводят к необратимым потерям акустической энергии. Для уменьшения этих потерь необходимо фланцы, расположенные в узлах колебаний системы, крепить к инструменту или узлам деформирующей машины через промежуточные элементы (прокладки), изготовленные из материала, волновое сопротивление которого резко отличается от волнового сопротивления материала волновода или инструмента. Такими материалами могут быть картон, текстолит, стеклотекстолит, паронит, различные терморезистивные пластмассы и другие неметаллические материалы. Важной проблемой при проектировании колебательных систем для обработки металлов давлением является создание опор, способных выдерживать значительные нагрузки (от десятков до сотен тонн). Увеличение толщины фланца для крепления приводит к росту потерь акустической энергии в опоре, в результате чего трудно поддерживать резонансный режим работы колебательной системы. Поэтому для передачи больших давлений целесообразнее увеличить размеры колебательной системы и применить несколько последовательных опор меньшей толщины.

Концентрация акустической энергии в очаге деформации достигается соответствующим подбором концентраторов колебаний и инструмента. В зависимости от места расположения очага деформации в колебательной системе необходимо стремиться соответствующим подбором концентраторов получать в очаге деформации максимальные напряжения от ультразвуковых колебаний или смещения. Величина их определяется энергетической прочностью колебательной системы, под которой понимают предельное значение энергии, которое может быть запасено в ней при возбуждении на резонансной частоте без нарушения ее механической прочности. Предельная энергетическая прочность колебательной системы может быть повышена путем выбора ее элементов из более прочных материалов и увеличения площади их поперечного сечения в пределах, которые обеспечивают получение колебаний заданного типа. Наиболее высокую амплитуду колебаний допускают волноводы из титановых сплавов: по сравнению с высокопрочными сталями она может быть выше в два раза и достигать 0,1 мм при частоте колебаний 18—20 кГц.

Устойчивость резонансного режима колебательной системы при выполнении различных технологических операций обеспечивается, кроме соответствующего выбора резонансных размеров отдельных элементов, их хорошей акустической изоляцией, правильным выбором величины хода деформирующего инструмента и применением генератора с акустической обратной связью.

Равномерность излучения по всей площади контакта инструмента и заготовки в процессе пластической деформации имеет чрезвычайно важное значение для получения качественного изделия. Достигается она правильным выбором формы деформирующего инструмента, места расположения очага деформации и его конструктивного оформления.

Стабильность работы колебательной системы во времени определяет постоянство размеров и качества получаемых изделий. Стабильность работы зависит от устойчивости работы ультразвукового генератора, степени сохранения акустических параметров всей волноводно-излучающей системы и изменения сопротивления нагрузки. Продолжительность эксплуатации колебательной системы зависит от выполнения требований, предъявляемых к материалу для звеньев системы, их механической обработки, термообработки, условий эксплуатации и т. д.

Конструктивная и технологическая простота является важным показателем той или иной установки. Достигается она совмещением отдельных узлов колебательной системы, возможностью их быстрой замены и регулировки, простотой форм отдельных звеньев системы, возможностью быстрой смены инструмента, доступа к очагу деформации, простотой настройки колебательной системы и т. д.

2. Источники питания электроакустических преобразователей

При решении вопросов построения ультразвуковых аппаратов – один из основных – генератор ультразвуковых колебаний. Развитие техники и технологии РЭА не могло не сказаться на схемотехнике и весогабаритных показателях генераторных схем. Если на заре развития ультразвуковой техники и технологий основную роль играли ламповые УЗ-генераторы (УЗГ2-10, УЗГ3-04) [33], выполненные по простейшим генераторным схемам индуктивной или емкостной «трехточки» с последующим усилением, то с появлением тиристорных и транзисторных схемотехника генераторных схем начинает усложняться. Поскольку первоначально наибольшее развитие получило применение ультразвука в промышленности – основным направлением в развитии ультразвуковых генераторов явился силовой промышленный низкочастотный ультразвук (низкие частоты 18 – 22 кГц и значительные выходные мощности 2 – 5 кВт) [33].

Особенностью развития и совершенствования генераторных схем для ультразвуковых технологий стало то, что технологические источники ультразвука, являющиеся нагрузкой для генератора, долгое время практически не менялись. Поэтому, по мере появления новых типов активных элементов (тиристоры и транзисторы) происходило совершенствование генераторных схем в сторону расширения функциональных возможностей, частотного диапазона, повышения надежности и удельных весогабаритных показателей УЗ генераторов, а также повышения коэффициента полезного действия. Первым значительным шагом вперед стало появление схем мостовых и полумостовых тиристорных инверторов, позволивших уйти из режима активного усиления, снижающего к.п.д. генераторной схемы до 30 – 40 %, и выйти в ключевом режиме на уровень 60 – 70 %. Поскольку требуемая для ультразвуковых генераторов промышленного типа мощностная ниша наиболее полно подходила к возможностям тиристорных схем, стала активно развиваться схемотехника тиристорных генераторов.

2.1. Тиристорные ультразвуковые инверторы

В технической литературе тиристорные инверторы классифицируются по способу подключения коммутирующего конденсатора к нагрузке, при этом выделяется три типа инверторов: параллельный, последовательный и последовательно-параллельный [20]. Рассмотрим примеры мостовых схем тиристорных инверторов с однофазным выходом. Исследованиям параллельного инвертора (рис. 2.1) в котором коммутирующий конденсатор включен параллельно нагрузке, посвящено много работ в прошлом [33], но интерес к нему не ослабевает и сейчас [7].

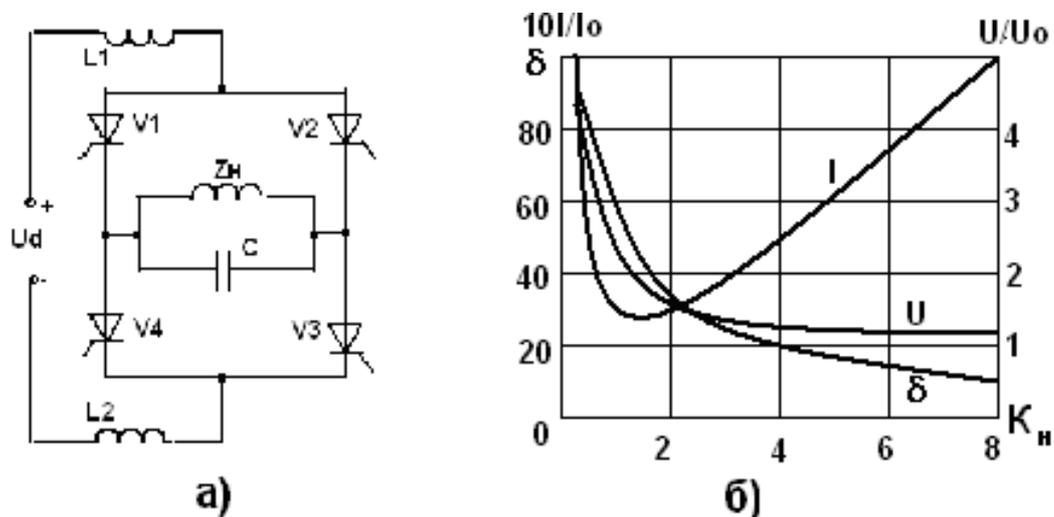


Рис. 2.1. Автономный параллельный инвертор и его основные нагрузочные характеристики

Это объясняется простотой схемы параллельного инвертора, малым количеством элементов, высоким коэффициентом использования вентилей. Однако указанный инвертор имеет существенные недостатки. Как следует из нагрузочных характеристик инвертора, приведенных на рис.2.1, б, к ним следует отнести значительную зависимость параметров загрузки вентилей инвертора, а также времени, предоставляемого для восстановления их управляемости, от эквивалентного сопротивления нагрузки, и необходимость в этой связи применения весьма сложных систем авторегулирования. Помимо этого параллельный инвертор имеет ограниченный диапазон изменения эквивалентного сопротивления нагрузки в режимах, близких к короткому замыканию или холостому ходу нагрузки, когда значительно возрастает загрузка вентилей по напряжению и току. В таких режимах ограничение роста загрузки вентилей возможно путем регулирования угла отпирания вентилей входного выпрямителя, но при этом значительно ухудшается коэффициент мощности потребляемой от питающей сети [85, 86]. К недостаткам параллельного инвертора также следует отнести и высокую скорость нарастания анодного тока при включении вентилей, что приводит к значительному повышению активных потерь в их полупроводниковой структуре.

Последовательно-параллельный инвертор (рис. 2.2.) имеет два коммутационных конденсатора, один из которых включен последовательно нагрузке (C_{noc}), а другой - параллельно ($C_{нар}$). Такое включение конденсаторов позволяет получить U - образную характеристику угла запираания вентилей δ , в зависимости от коэффициента нагрузки, приведенную на рис. 2.2, б.

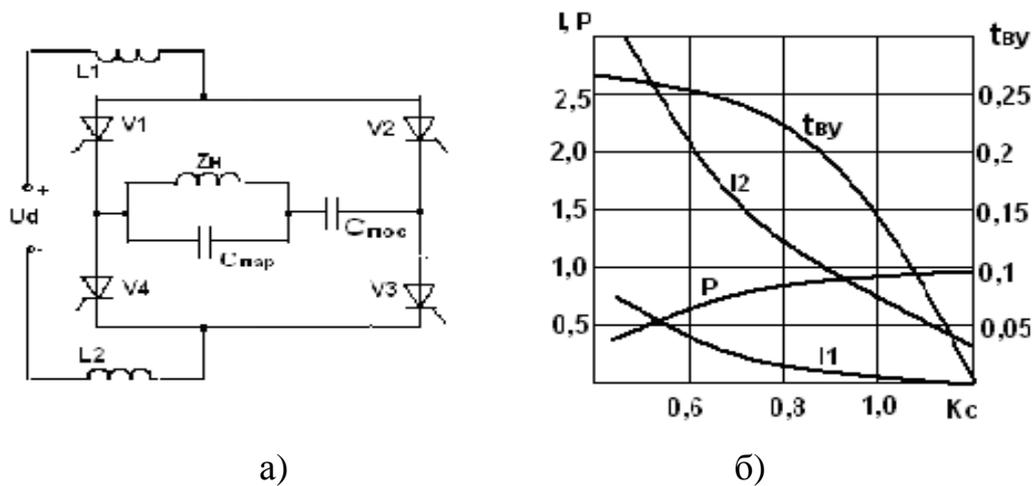


Рис. 2.2. Последовательно-параллельный инвертор

При этом можно подобрать емкости конденсаторов так, чтобы угол δ был достаточным для восстановления управляемости клапанов, т.е. получить устойчивую коммутацию клапанов инвертора в широком диапазоне изменения проводимости нагрузки. Ввиду этого, к последовательно-параллельному инвертору проявляется повышенный интерес при разработке преобразователей [7, 8, 9]. Однако в реальных режимах работы угол запираения, как и для параллельного инвертора, составляет 0,05-0,15 периода выходной частоты, следовательно, применение такой схемы возможно при разработке низкочастотных преобразователей (при использовании клапанов со временем восстановления управляемости 30 мкс целесообразно разрабатывать преобразователи с частотой до 2500 Гц).

На рисунке 2.2, б приведены зависимости δ, I_d, U_n и напряжения на зажимах переменного тока клапанного моста U , от коэффициента нагрузки, которые показывают, что и в параллельно-последовательном инверторе имеется существенная зависимость параметров загрузки тиристоров (I_d – ток клапанов, U – напряжение на клапанах) от эквивалентного сопротивления нагрузки, следовательно, допустимый диапазон изменения последнего также ограничен сверху и снизу. Недостатком рассматриваемого инвертора так же является высокая скорость нарастания анодного тока в момент включения клапанов.

Снижение скорости нарастания анодного тока клапанов, как в параллельном, так и в параллельно-последовательном инверторе возможно, при сокращении индуктивности входного дросселя, и переводе их в колебательный режим работы с естественным выключением клапанов (режим прерывистого входного тока). Очевидно, что при этом значительно возрастает переменная составляющая во входном токе, поэтому становится необходимой установка на входе инвертора заградительного L, C фильтра. Характер основных зависимостей параллельного и параллельного резонансного инвертора, примерно одинаков. Однако, в резонансном инверторе удастся получить некоторое увеличение угла запираения клапанов.

В резонансном последовательно-параллельном инверторе [12] (рис. 2.3), угол запираания вентилей может быть увеличен путем увеличения скважности следования импульсов тока вентильного моста, поскольку на интервале бестоковой паузы напряжение на последовательном коммутирующем конденсаторе остается неизменным.

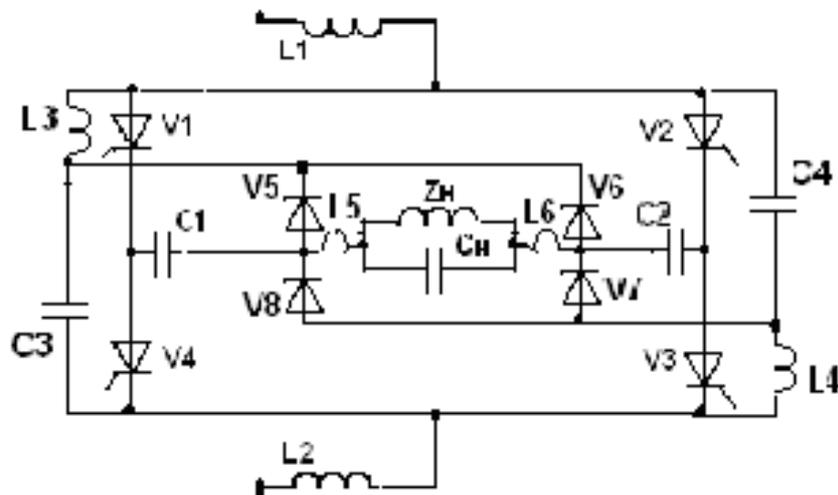


Рис. 2.3. Резонансный последовательно-параллельный инвертор

В этом случае, когда частота управления равна резонансной частоте контура, образованного нагрузкой и параллельным конденсатором $C_{пар}$, резонансный последовательно-параллельный инвертор переходит в режим работы последовательного инвертора, поскольку коммутация вентилей осуществляется только за счет энергии, накопленной в последовательном конденсаторе.

Автономные последовательные инверторы также широко применяются в различных преобразовательных устройствах. В отличие от инверторов параллельного и последовательно-параллельного типа последовательные инверторы имеют значительное многообразие. В технической литературе схемы последовательных инверторов классифицируются по различным признакам [85], таким как:

- а) по количеству вентильно-конденсаторных ячеек (однойячейковые и многоячейковые схемы);
- б) схеме соединения тиристоров в вентильно-конденсаторной ячейке (мостовая нулевая, полумостовая, несимметричная);
- в) наличию или отсутствию в ячейке вентилей встречного тока, присоединенных встречно-параллельно прямым вентилям, а также наличию отсекающих диодов, осуществляющих рекуперацию избыточной реактивной энергии в коммутирующих контурах непосредственно с коммутирующих дросселей;
- г) схеме соединения ячеек между собой (параллельное, последовательное и смешанное, либо соединение ячеек между собой по мостовой, полумостовой нулевой и несимметричной схеме);
- д) по способу присоединения нагрузки к вентильно-конденсаторной ячейке (включение нагрузки в цепь переменного тока, или во входную цепь ячейки; наличие или отсутствие выходного трансформатора).

На практике широко применяются последовательные мостовые инверторы, которые позволяют получить наиболее эффективное использование оборудования по сравнению, например, с нулевой схемой, которая работает только с выходным трансформатором, снижающим к.п.д. преобразователя в целом, или несимметричной схемой, в которой помимо того, что имеется фильтровый конденсатор, коммутирующий конденсатор работает с постоянной составляющей напряжения, что снижает эффективность его использования [86]. Известны схемы последовательных инверторов, в которых фильтровые и коммутирующие конденсаторы совмещены. Однако такие схемы применимы только на низких частотах, поскольку в реальных нагрузочных режимах интервал времени, предоставляемого для восстановления управляемости клапанов составляет 0,1 - 0,2 периода выходной частоты. При этом в схемах указанного типа оказывается не эффективным принцип умножения длительности интервала времени, предоставляемого для восстановления управляемости клапанов путем умножения числа ячеек, поскольку напряжение на объединенном по функциям конденсаторе на интервале бестоковой паузы непрерывно изменяется подзаряжающим его постоянным входным током. Этот недостаток отсутствует в последовательных инверторах, в которых фильтровые и коммутирующие конденсаторы разделены. При этом напряжение на коммутирующих конденсаторах, например, в схеме полумостового трехячейкового инвертора, остается неизменным на интервале бестоковой паузы клапанной ячейки, а к ее клапанам прикладывается обратное напряжение, когда работают остальные ячейки инвертора.

Полумостовые схемы последовательных инверторов имеют ряд недостатков, по отношению к мостовым схемам, к которым следует внести сниженный в два раза уровень выходного напряжения, что неприемлемо для питания без применения согласующего трансформатора мощных ультразвуковых установок. Помимо этого, как показывает экспериментальная проверка, в случае питания нелинейной нагрузки наблюдается асимметрия в напряжениях на последовательно соединенных, по отношению к источнику питания, фильтровых конденсаторах, следовательно, – асимметрия в нагрузке клапанной ячейки. Ряд преимуществ последовательных автономных инверторов, таких, как: ограниченная скорость нарастания анодного тока клапанов, определяемая параметрами коммутирующего контура, возможность многократного увеличения времени, предоставляемого для восстановления управляемости клапанов, а также возможность синтеза схем с заданными характеристиками, - привлекает внимание исследователей при разработке среднечастотных (4 – 10 кГц) и высокочастотных (18 – 44 кГц) преобразователей. На частотах 8 – 10 кГц при использовании высокочастотных тиристорных, выпускаемых отечественной промышленностью в настоящее время, применение последовательных инверторов становится необходимостью.

Основными задачами, решаемыми за счет новых схемотехнических решений, были, как указывалось ранее – расширение возможностей схемы, ограниченных параметрами используемых силовых элементов – тиристорных (на тот

период более чем скромными) – предельным током, напряжением и временем, предоставляемым для восстановления управляющих свойств.

Использование тиристорov оказывалось целесообразным лишь в своей мощностной гамме, при мощностях свыше 1 – 2 кВт, поскольку мощных транзисторов, способных на равных конкурировать с тиристорами и обеспечивать столь же надежную работу в этих мощностных рамках на тот момент не было, либо они находились в стадии разработки [33, 34]. Поэтому для первого полупроводникового серийного ультразвукового генератора была выбрана схема относительно простого последовательно-параллельного мостового инвертора генератора, приведенная на рис.2.2. Этот генератор получил название УЗГ2-4 и с некоторыми модернизациями (вариант УЗГ2-4М), более десяти лет выпускался Московским радиотехническим заводом и получил широкое применение на различных промышленных предприятиях. Внешний вид генератора УЗГ2-4М приведен на рис.2.4.



Рис. 2.4. Внешний вид ультразвукового генератора УЗГ2-4М

Но, поскольку, использованное схемное решение генератора, как отмечалось выше, имело ряд серьезных недостатков, препятствующих надежной работе схемы, особенно в условиях работы на резкопеременную, широкодиапазонную нагрузку, что соответствует работе на высокочастотный излучатель типа

ПМС15А-18, нагруженный не на жидкостную нагрузку, было принято решение о разработке более совершенного генератора, обеспечивающего надежную работу в таких условиях. Для этого генератора была выбрана схема резонансного последовательно-параллельного инвертора с цепями адаптивной рекуперации избыточной реактивной энергии с нагрузки и коммутирующих индуктивностей (рис. 2.3). Кроме того, у данного генератора была существенно переработана система управления и регулирования. Была введена система плавного регулирования выходной мощности за счет введения управляемого выпрямителя на входе тиристорного инвертора. Кроме того, для поддержания режима резонанса акустической системы при меняющейся у мощного магнитострикционного излучателя нагрузке, была специально разработана система экстремального регулирования. Новый генератор был рассчитан на работу двух магнитострикционных излучателей типа ПМС6-22 или ПМС2,5-18, либо одного излучателя типа ПМС15А-18. Полная функциональная электрическая схема генератора приведена на рисунке 2.5.

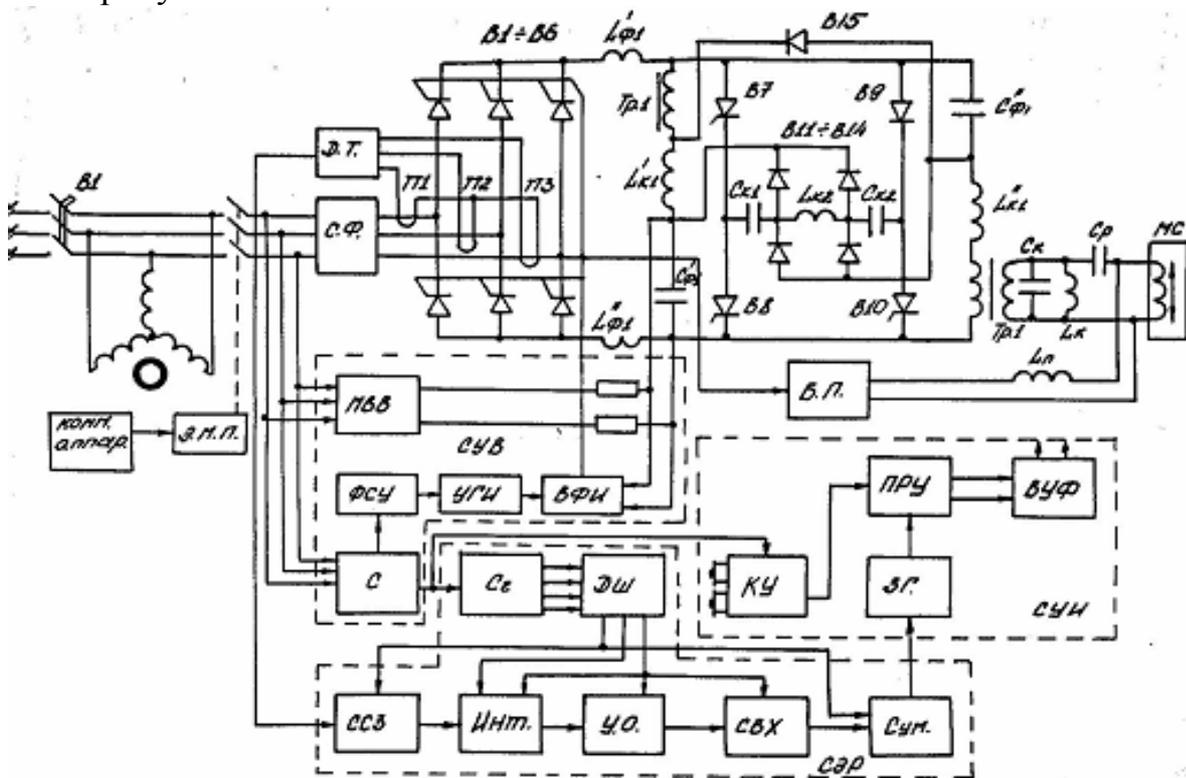


Рис. 2.5. Схема ультразвукового генератора УЗГ3-4

Кроме принципиальной силовой схемы, содержащей силовой управляемый тиристорный выпрямитель, выполненный по схеме Ларионова на тиристорах В1-В6, и мостовой резонансный последовательно-параллельный тиристорный инвертор с цепями рекуперации на диодах В11-В15, выполненный по схеме с удвоением частоты и разнесенным выходным трансформатором, на рисунке 2.5 показаны и три основных блока управления генератором:

– система управления выпрямителем (СУВ), содержащая маломощный вспомогательный выпрямитель (МВВ), синхронизатор (С), фазосдвигающее

устройство (ФСУ), управляемый генератор импульсов (УГИ), блок формирователь импульсов (БФИ);

– система управления инвертором (СУИ), содержащая командное устройство, синхронизированное с сетью (КУ), управляемый выходным сигналом системы авторегулирования частоты задающий генератор (ЗГ), пересчетно-распределительное устройство, обеспечивающее необходимую логику работы тиристоров инвертора (ПРУ), и выходной усилитель-формирователь импульсов управления силовыми тиристорами инвертора (ВУФ);

– система авторегулирования частоты (САР), предназначенная для удержания излучателя в режиме близком к резонансному, за счет обеспечения режима максимальной потребляемой мощности. Она содержит датчик входного тока (ДТ), схему смены знака (ССЗ), интегратор (Инт), усилитель ограничитель (УО), схему выборки-хранения (СВХ), сумматор (Сум), и обеспечивающие логику работы системы, синхронизированную с сетью, счетчик (Сч) и дешифратор (ДШ).

Также на схеме показан блок выпрямителя подмагничивания (ВП), входной силовой фильтр (СФ) и вентилятор охлаждения силовых тиристоров с блоками коммутационной аппаратуры и электромагнитным пускателем (ЭМП).

Этот генератор получил обозначение УЗГ3-4 и стал выпускаться Московским радиотехническим заводом взамен прежнего УЗГ2-4М (рис. 2.6).



Рис. 2.6. Ультразвуковой генератор УЗГ3-4

2.2. Транзисторные ультразвуковые генераторы

Разработки схем ультразвуковых транзисторных генераторов развивались по двум основным направлениям: генераторы с независимым возбуждением и автогенераторные схемы.

Генератор с независимым возбуждением состоит из задающего генератора и каскадов усиления колебаний. Схема задающего каскада генератора, число каскадов усиления и принципиальная электрическая схема генератора выбираются исходя из показателей источника питания: назначения, габаритных размеров, массы, КПД, общей стоимости, наличия серийного выпуска комплектующих изделий и т. п.

Задающий генератор является одним из важнейших элементов схемы источника питания. Он определяет диапазон генерируемых частот и их стабильность. Частота такого автогенератора определяется в основном параметрами его колебательного контура $L, C(R, C)$. Условиями возникновения автоколебаний являются:

$$|k\beta| = 1 \text{ и } \varphi_k + \varphi_\beta = 1, \quad (2.1)$$

где k – коэффициент усиления сигнала; β – коэффициент передачи сигнала в цепи обратной связи; φ_k, φ_β – фазовые сдвиги сигнала в усилителе и цепи обратной связи. Принципиальные схемы LC -автогенераторов на транзисторах приведены на рисунке 2.7.

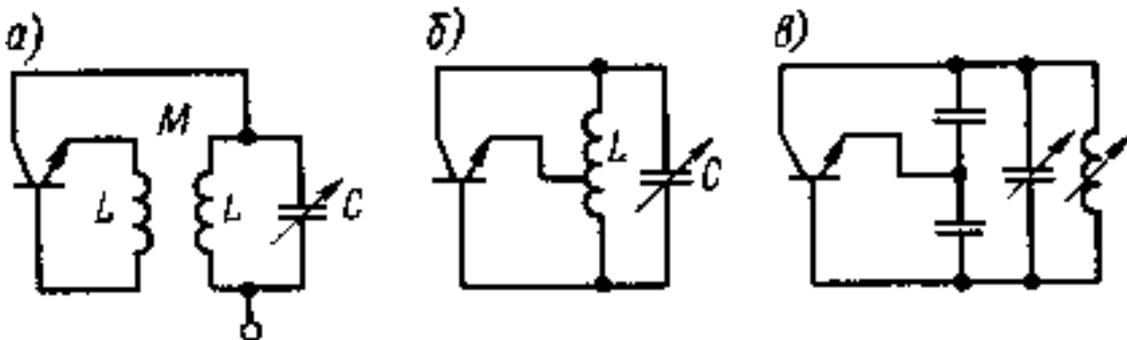


Рис. 2.7. Принципиальные схемы задающих генераторов

В автогенераторах с трансформаторной обратной связью (рис. 2.7, а) напряжение обратной связи к базе транзистора подается от обмотки обратной связи. Величина обратной связи определяется коэффициентом трансформации. Требуемый сдвиг фаз обеспечивается выбором знака взаимной индукции M (практически переключением концов катушек индуктивности).

В автогенераторе с индуктивной связью (рис. 2.7, б) напряжение к базе транзистора подводится с части витков катушки L контура. Величина напряжения обратной связи в этой схеме может регулироваться перемещением вывода по виткам катушки L . В автогенераторе с емкостной связью (рис. 2.7, в) напряжение на базу транзистора подается с конденсатора контура. Коэффициент обратной связи определяется емкостным делителем контура. Настройка частоты такого генератора осуществляется изменением емкости или индуктивности.

Расчет автогенератора производится известными методами. В схеме должны выполняться условия самовозбуждения – баланс фаз и амплитуд. Для генератора с независимым возбуждением в качестве задающего каскада может быть использована любая из рассмотренных схем (рис. 2.7, в).

При работе УЗ аппарата без систем автоматического регулирования особое значение имеет стабильность работы автогенератора. Основными дестабилизирующими факторами являются: изменения питающих напряжений, температуры, нагрузки, климатических условий и условий эксплуатации. Во время эксплуатации источник питания может подвергаться механическим воздействиям, которые могут повлиять на пластины подстроечных конденсаторов, монтаж и т. п. При непостоянстве влажности и атмосферного давления изменяется диэлектрическая проницаемость воздуха между пластинами воздушного конденсатора и его емкость. Изменение температуры окружающей среды, а также выделение теплоты внутри генератора, также сильно влияют на устойчивость работы автогенератора. Обычно с повышением температуры индуктивность катушек и емкость конденсаторов увеличиваются. Повышение температуры в транзисторах вызывает смещение рабочей точки. Для уменьшения влияния всех вышеперечисленных дестабилизирующих факторов применяют жесткий монтаж, амортизацию блоков, конденсаторы с отрицательным температурным коэффициентом емкости и т. д. Наиболее сильно влияют на режим работы автогенераторов колебания питающего напряжения и изменение сопротивления нагрузки. Колебания напряжения изменяют режимы работы автогенератора. Изменение нагрузки вызывает появление реактивных составляющих сопротивления, снижение добротности контуров и, как следствие, сдвиг частоты автогенератора.

Для уменьшения влияния колебаний питающего напряжения на работу задающего генератора применяют стабилизаторы, например питание транзисторных автогенераторов осуществляется с помощью полупроводниковых стабилизаторов и стабилизаторов напряжения. Для исключения влияния последующих каскадов на задающий генератор за ним ставят буферный каскад и каскады предварительного усиления, обеспечивающие необходимую мощность сигнала возбуждения усилителя мощности.

Обычно, частотно-задающие блоки выполняются по схемам генераторов прямоугольных импульсов (рис. 2.8). На рисунке 2.8, а представлена схема такого генератора на базе операционного усилителя. Частота самовозбуждения в этой схеме определяется параметрами времязадающей RC -цепи $R2, R3, R8, C$. Регулирование частоты удобно осуществлять, изменяя уровень напряжения обратной связи на неинвертирующем входе усилителя с помощью регулируемого делителя напряжения, образованного сопротивлением $R4$ и результирующим сопротивлением цепи $R5, R6, R7$. С помощью потенциометра $R8$ осуществляется выравнивание длительностей положительного и отрицательного полупериодов выходного сигнала. Сигнал синхронизации синусоидальной формы подается через делители $R1$ и $R2$ в цепь перезарядки конденсатора C . Такая схема используется в генераторах УЗГ-0,04/22, УЗГ5-0,4/22 и УЗГ13-1,6/22.

В качестве задающего генератора также применяется симметричный мультивибратор с коллекторно-базовыми связями (рис. 2.8, б). Здесь сигнал синхронизации подается в цепь базы одного из транзисторов. Рабочая частота мультивибратора определяется параметрами цепей R_4, R_6, C_1 и R_5, R_7, C_2 . Регулирование частоты осуществляется двойным потенциометром R_4-R_5 . Такая схема применяется в генераторе УЗГ4-0,4/22.

В мультивибраторе с магнитной связью (рис. 2.8, в) частоту определяет цепь R_1, R_2, R_3, C . Регулировка рабочей частоты такого автогенератора осуществляется с помощью потенциометра R_2 . Сигнал синхронизации подается на резистор R_7 , включенный в цепь перезарядки конденсатора C . Схема используется в генераторе УЗГ5-0,63/22.

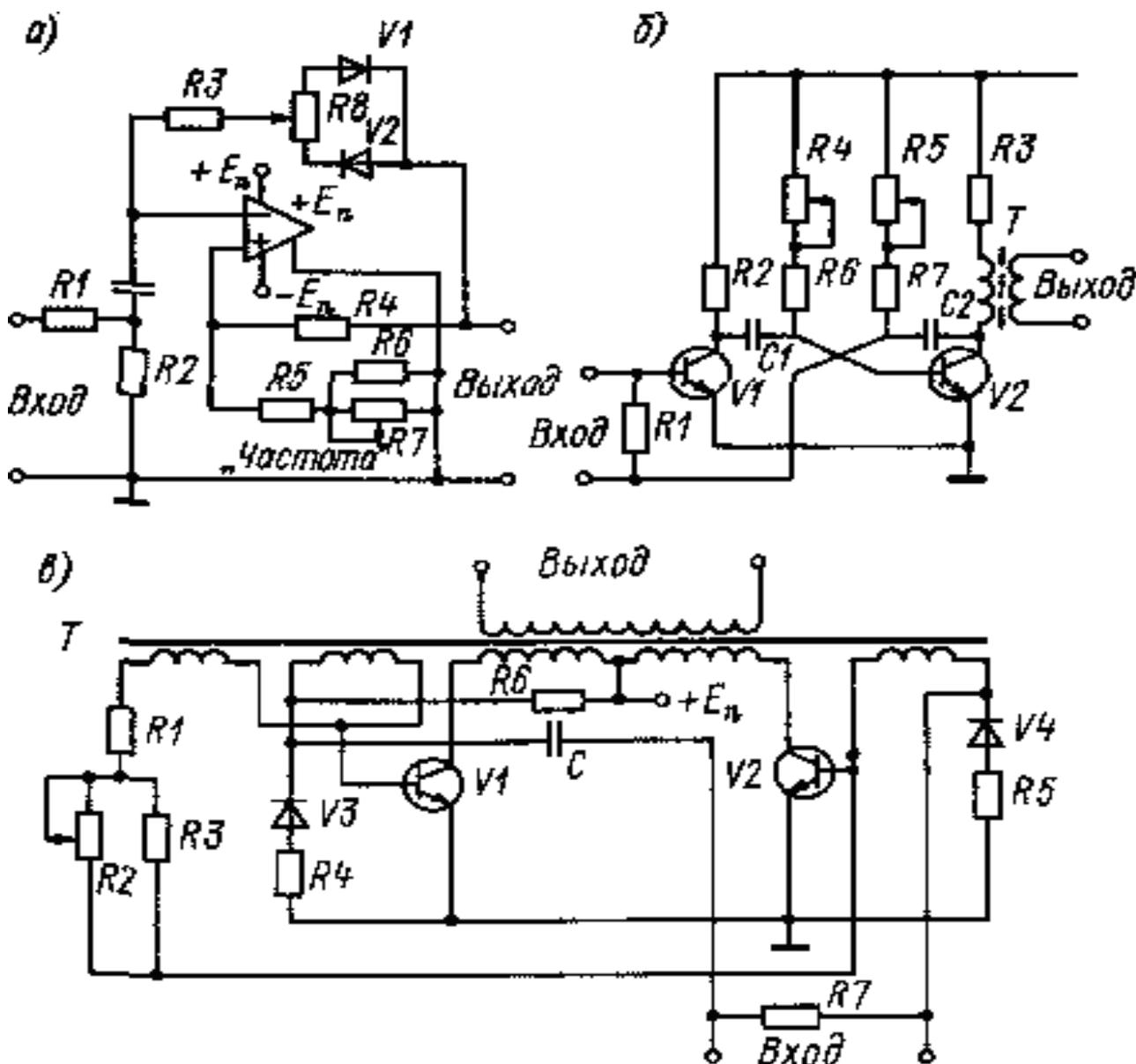


Рис.2.8. Принципиальные схемы задающих генераторов.

Каскады предварительного усиления выполняются обычно на транзисторах, а элементную базу выходных каскадов выбирают в зависимости от мощности установки. Создание генераторов, полностью выполняемых на транзисто-

рах, до последнего времени сдерживалось отсутствием полупроводниковых приборов, рассчитанных на большие (более 500 В) межэлектродные напряжения и значительные (более 40 Вт) мощности рассеяния. Типичным представителем такого типа транзисторных ультразвуковых генераторов можно считать выпускаемый Ульяновским ППО генератор для гаммы ультразвуковых аппаратов УРСК7Н-18, УРСК7Н-22 и т.п. Внешний вид аппарата УРСК7Н-22 приведен на рисунке 2.9.

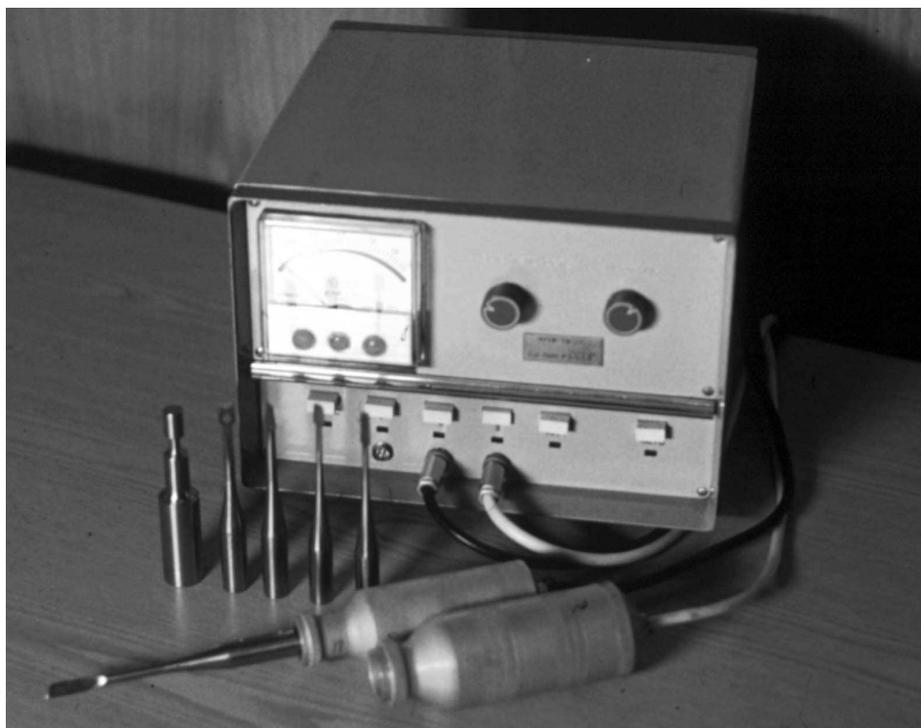


Рис. 2.9. Ультразвуковой аппарат УРСК7Н

Применение новых типов транзисторов, имеющих большие мощности рассеяния, позволяет расширить диапазон транзисторных источников в сторону больших мощностей, а значительные допустимые значения межэлектродных напряжений обеспечивают реализацию схем с бестрансформаторными

источниками питания и параллельным включением транзисторов в усилители мощности. Устройства, выполненные с бестрансформаторными схемами питания, отличаются меньшими габаритными размерами и массой.

Выходные каскады генераторов обычно выполняются по двухтактным схемам (рис. 2.10), работающим в режимах класса В или в режиме переключения [16]. Напряжение питания (E_n) в схеме с выходным трансформатором, имеющим среднюю точку (рис. 2.10, а), выбирается из условия:

$$E_n \leq U_{к.доп.} / 2 \quad (2.2)$$

где $U_{к.доп.}$ – допустимое напряжение на коллекторе транзистора. Делитель R1, R2 задает смещение на базы транзисторов.

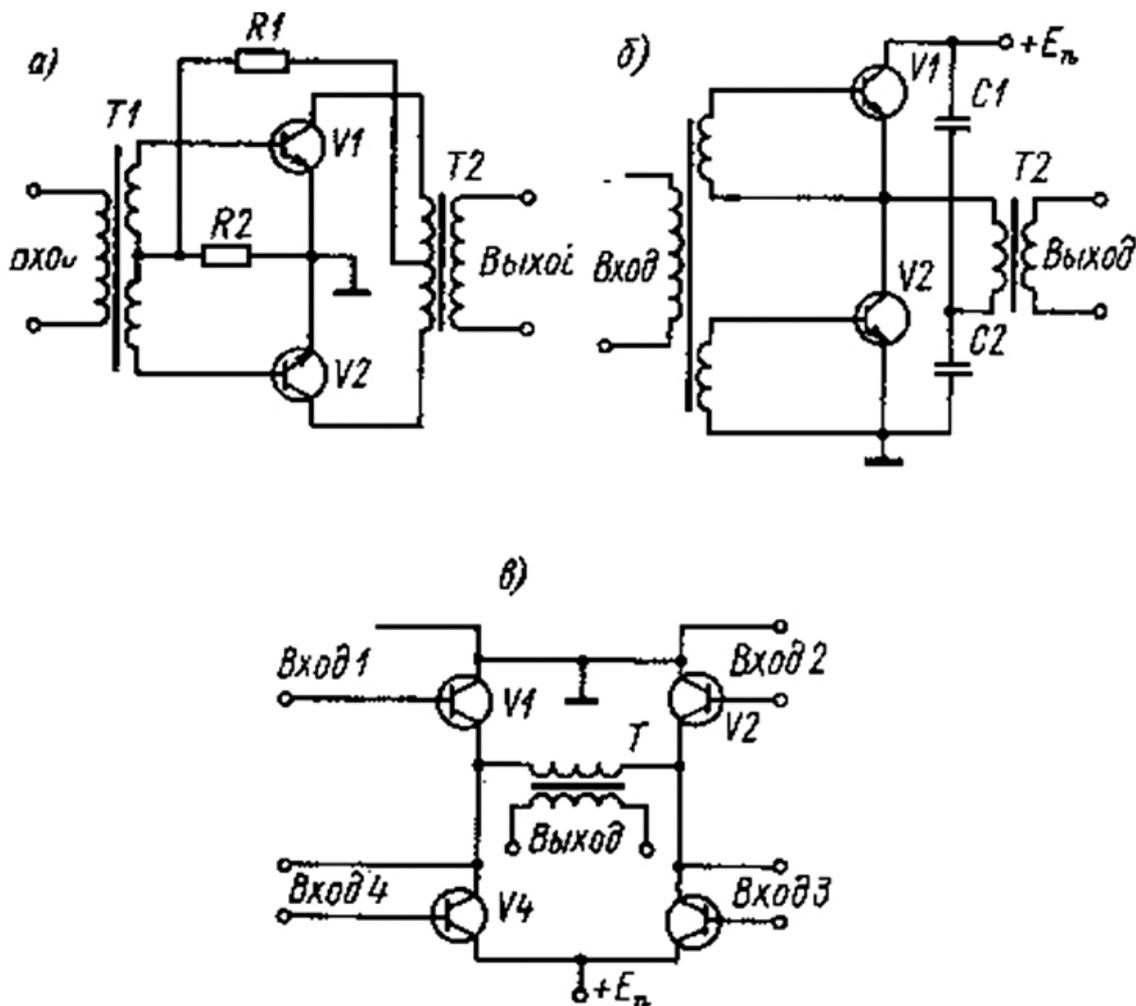


Рис. 2.10. Схемы двухтактных усилителей мощности

Схема, имеющая одну пару транзисторов, применяется при мощностях до 150 Вт. При мощностях более 100 Вт целесообразно применять полумостовую схему (рис. 2.10, б). Напряжение питания для этой схемы выбирается из условия $E_n \leq U_{к.дон}$. Конденсаторы $C1$ и $C2$ выполняют роль делителя напряжения питания. Напряжение с конденсаторов поочередно прикладывается к нагрузке через открытые транзисторы.

В мостовой схеме (рис. 2.10, в) источник питания включен в одну диагональ моста, а нагрузка – в другую. Напряжение на базы подается таким образом, что когда транзисторы $V1, V3$ открыты, транзисторы $V2, V4$ закрыты, и наоборот. Мощность, выделяющаяся в нагрузке, вдвое превышает мощность, отдаваемую схемой с трансформатором со средней точкой или полумостовой схемой. Напряжение питания так же, как и в предыдущей схеме, выбирается из условия $E_n \leq U_{к.дон}$. Для увеличения мощности, отдаваемой усилителем, применяют параллельное включение транзисторов. Иногда используют последовательное включение полумостовых или мостовых схем по отношению к источнику питания. Тогда напряжение питания будет выбираться из условия $E_n \leq nU_{к.дон}$, где n – число последовательно включенных схем.

Наибольшее распространение среди установок, разработанных за рубежом, получили устройства, выполненные по схеме с самовозбуждением, принципиальным отличием которых является то, что весь тракт усилителя-преобразователя охвачен положительной обратной связью так, что в нем возникают автоколебания на частоте максимальных механических колебаний акустической системы [76].

На рисунке 2.11 приведены схемы установок, выполненных по принципу автогенератора. Транзисторы $V1$ и $V2$ работают в режиме переключения. Их нагрузкой являются последовательно включенные катушка индуктивности L , конденсатор $C1$ и первичная обмотка выходного трансформатора $T2$. Ко вторичной обмотке трансформатора $T2$ подключен пьезоэлектрический преобразователь, параллельно которому подсоединен конденсатор $C3$.

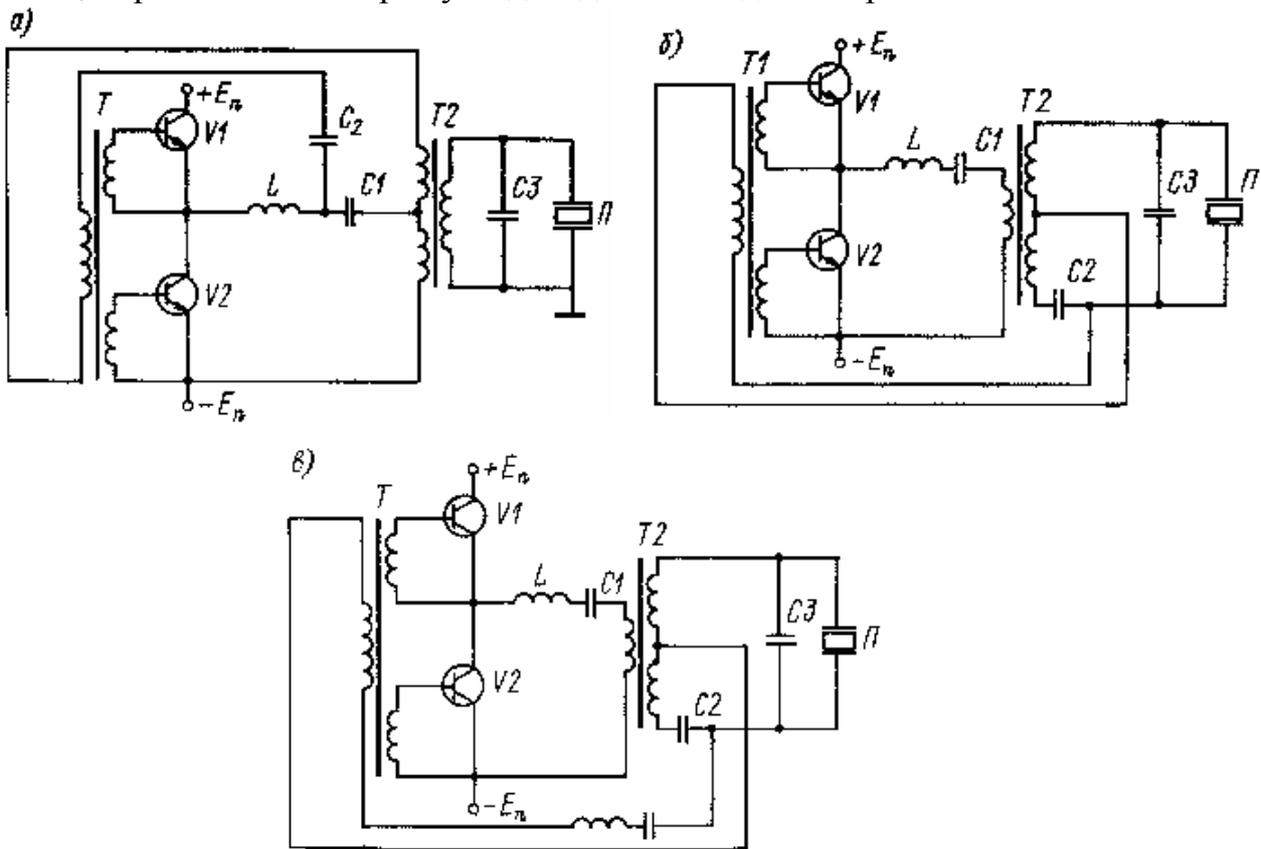


Рис.2.11. Ультразвуковые генераторы, выполненные по схеме с самовозбуждением

Сигнал обратной связи снимается (рис. 2.11, а) с дополнительной обмотки трансформатора $T2$ и конденсатора $C1$ и через конденсатор $C2$ подается на первичную обмотку входного трансформатора $T1$. Конденсатор $C2$ препятствует прохождению постоянного тока через обмотку трансформатора $T1$. Для создания условий самовозбуждения индуктивность L выбирается таким образом, чтобы при параллельном резонансе ее индуктивное сопротивление компенсировало емкостное сопротивление конденсатора $C1$ и нагрузочной цепи, приведенных к первичной обмотке трансформатора $T1$. Емкость конденсатора $C1$ подбирается из условия баланса фаз на рабочей частоте установки.

В схеме с обратной связью от вторичной обмотки трансформатора (рис. 2.11, б) фаза сигнала обратной связи корректируется конденсатором С2 в цепи обратной связи. Отличием генератора, схема которого представлена на рисунке 2.11, в, является то, что в цепь обратной связи введен последовательный резонансный контур L2, С4.

На рисунке 2.12 приведена одна из возможных схем осуществления режима самовозбуждения в полумостовой схеме [33].

Различия между режимами заключаются только в способах получения сигнала обратной связи для управления генератором, продиктованных требованиями к точности и надежности АПЧ, а также конструктивными требованиями.

Для получения сигнала обратной связи наиболее выгодно применять акустическую обратную связь, а в установках с более сложной конструкцией акустических систем, например, с вращающимися электромеханическими преобразователями (электроакустические дрели, устройства кругового озвучивания в УЗ аппаратах «Гинетон» и «Гинетон-2», установки для обработки твердых материалы), предпочтительны схемы выделения сигнала, пропорционального колебательной скорости в электрической цепи преобразователя. К несомненным достоинствам установок, выполненных по принципу самовозбуждения, следует отнести их простоту и надежность, как в конструктивном плане, так и в настройке и эксплуатации.

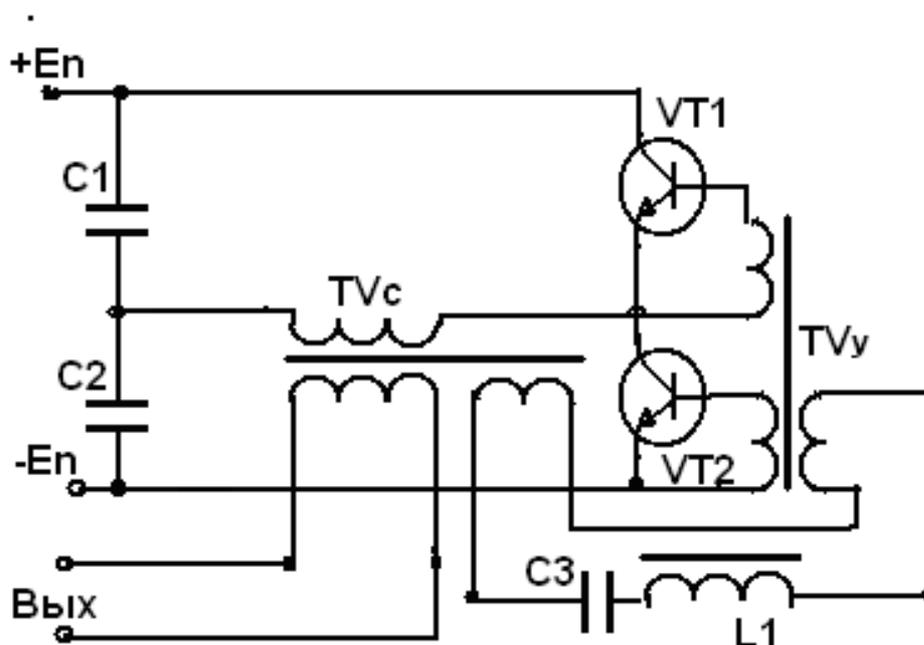


Рис. 2.12. Схема генератора с самовозбуждением на базе полумостовой схемы.

Существенными недостатками этого технического решения являются необходимость их перенастройки при смене акустических узлов технологического оборудования и определенные трудности при осуществлении глубокого регулирования выходных параметров установок, поскольку необходимыми условиями нормальной работы устройства с самовозбуждением являются баланс

фаз и баланс амплитуд, нарушение которых ведет к срыву автоколебаний в замкнутых системах. Поэтому для обеспечения устойчивой работы генератора при значительных изменениях параметров нагрузки и питающего напряжения, особенно при использовании систем управления, основанных на глубоком регулировании питающего выходных каскады генератора напряжения, предпочтительным оказывается использование систем с независимым возбуждением.

2.3. Системы авторегулирования и управления ультразвуковым генератором

При разработке и применении САР ультразвуковых аппаратов необходимо, прежде всего, иметь в виду требуемый диапазон изменения технологической нагрузки, поскольку, с учетом требования сохранения постоянной амплитуды колебаний рабочего окончания волновода-инструмента, именно диапазон изменения технологической нагрузки определяет основные энергетические параметры ультразвукового аппарата.

Наиболее критическими параметрами, определяющими рабочие качества аппарата, являются: амплитуда колебаний рабочего окончания волновода-инструмента, частота колебаний, площадь взаимодействия волновода-инструмента со средой и параметры среды, то есть все то, что определяет нагрузку и энергетику воздействия.

При выборе генератора по мощности необходимо учитывать характеристику волноводно-акустической системы. В зависимости от типа преобразователя, материала и коэффициента усиления волновода добротность системы может быть существенно различной.

2.3.1. Системы управления частотой

При использовании высокодобротных систем изменение частоты генератора или технологических параметров (давления, температуры нагрева и т. д.) приводит к существенному изменению амплитуды колебаний волновода. У систем с низкой добротностью изменение параметров приводит к незначительному изменению амплитуды (рис. 2.13). Выбор акустических систем с пологой частотной характеристикой существенно повышает стабильность технологического процесса, однако для получения необходимой амплитуды колебаний волновода к колебательной системе должна быть подведена большая мощность. Акустические системы с острой резонансной характеристикой требуют для получения тех же амплитуд колебаний волновода в холостом режиме значительно меньшей мощности генератора. Ультразвуковые генераторы могут быть различными по схемному решению, электрическим характеристикам и габаритам.

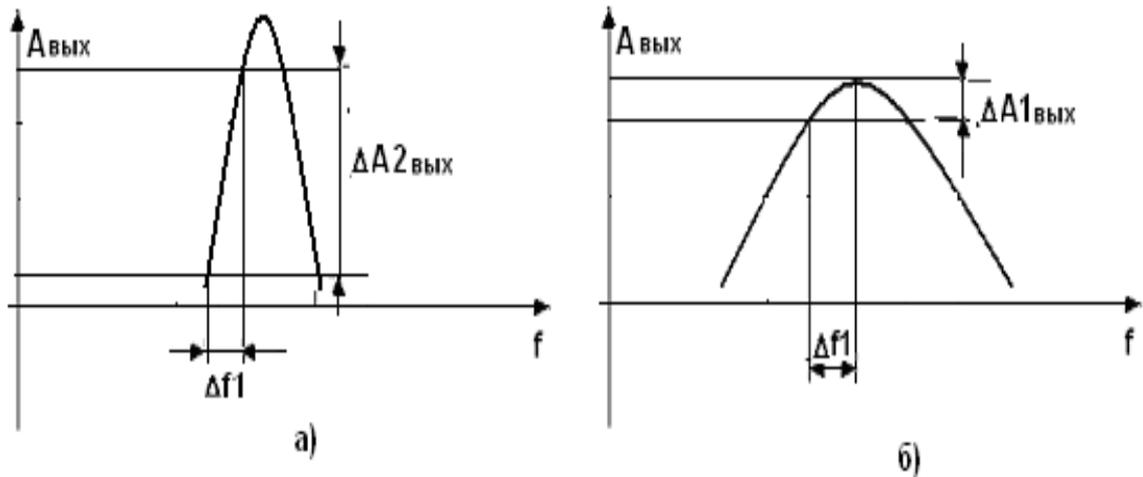


Рис. 2.13. Частотные характеристики волноводно-акустических систем с высокой (а) и низкой (б) добротностью; A_1 и A_2 — изменения амплитуды колебаний инструмента в отсутствие резонанса

Как отмечалось выше, эффективная работа излучателя возможна лишь в случае точного совпадения частоты генератора и собственной частоты волноводно-акустической системы. В этом плане возникающее рассогласование между рабочей частотой генератора и резонансной частотой колебательной системы определяется влиянием внешних воздействий на эти два узла. Классификация этих факторов приведена на рисунке 2.14.



Рис.2.14. Факторы, влияющие на стабильность амплитуды механических колебаний излучающей поверхности колебательной системы посредством частотного рассогласования

Собственная частота акустической системы (преобразователь, трансформатор упругих колебаний, волновод) определяется геометрическими раз-

мерами системы, температурой среды и внешней статической нагрузкой на волновод. В технологическом процессе может меняться как температура акустической системы, так и уровень внешних нагрузок, поэтому собственная частота системы не будет оставаться постоянной.

Рабочая частота ультразвукового генератора также не остается постоянной, а претерпевает изменения, вызванные как температурной нестабильностью частотно-задающих элементов, так и изменениями, связанными с непостоянством питающих напряжений, особенно в частотно-задающем узле.

Для поддержания постоянной точности настройки генератора в резонанс с акустической системой разработаны различные варианты схем, основанные на автоматической подстройке частоты посредством акустической обратной связи (АОС) колебательной системы с генератором. Наличие автоподстройки частоты исключает необходимость подстройки ее во время работы, что, как правило, осуществить практически невозможно. Как правило, в этих схемах с помощью какого-либо датчика замеряется собственная частота преобразователя в рабочем режиме, и сигнал датчика поступает на вход генерирующего устройства или мощного усилителя. Применяются также различные виды обратной связи по току или напряжению, снимаемым с цепи питания преобразователя. На рис.2.15 приведена классификация устройств управления частотой ультразвукового генератора для УЗ аппаратуры.

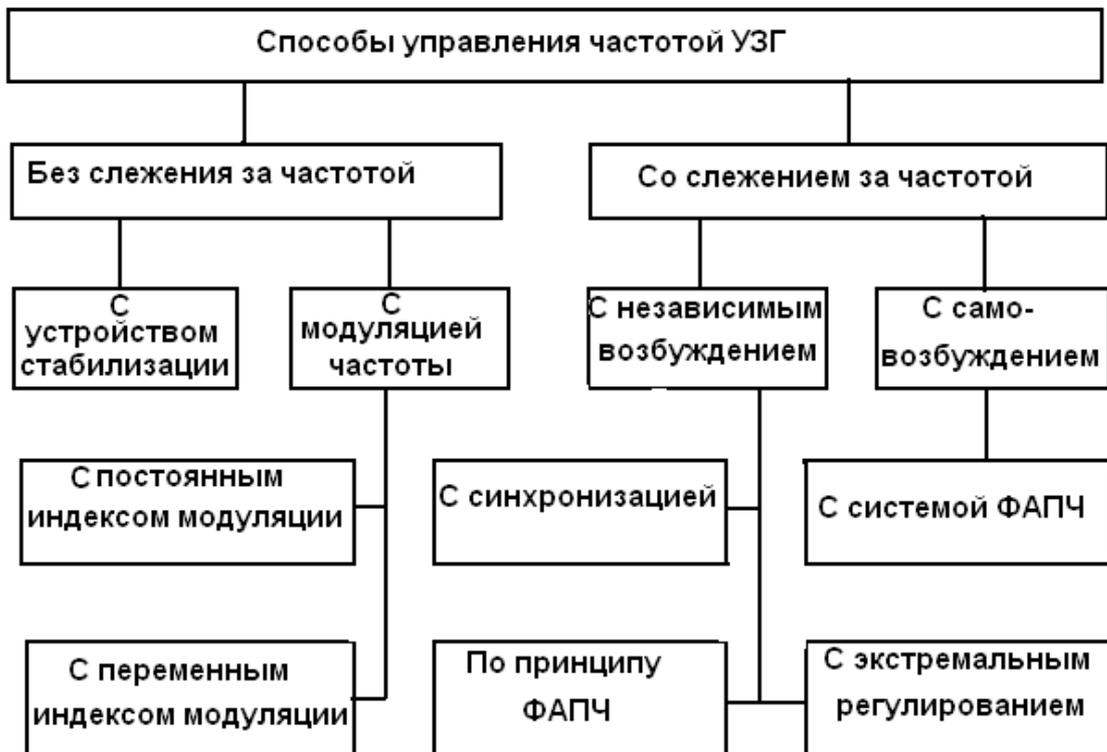


Рис. 2.15. Классификация способов управления частотой ультразвукового генератора

Для определения наиболее эффективного метода частотного регулирования в ультразвуковых аппаратах, использующих пьезокерамические ультразвуковые излучатели, рассмотрим существующие способы управления и проведем их сопоставительный анализ.

Способы, не предусматривающие специальных систем слежения за частотой, наиболее просты по исполнению (например, ручные регуляторы). Они достаточно широко применялись в первых разработках УЗ аппаратуры, которые использовали в качестве излучателей низкодобротные магнитострикционные колебательные системы. При переходе к высокодобротным системам на базе пьезокерамики использование ручных регуляторов, даже с использованием высокостабильных задающих устройств, не обеспечивает выполнения технологических требований по поддержанию стабильных выходных акустических параметров.

Использование модуляции частоты в резонансных системах позволяет обеспечить более эффективную работу излучателя по сравнению с ручным управлением. Наиболее целесообразно использование частотной модуляции при обеспечении групповой работы излучателей с несколько различными резонансными частотами при их питании от одного генератора (рис. 2.16).

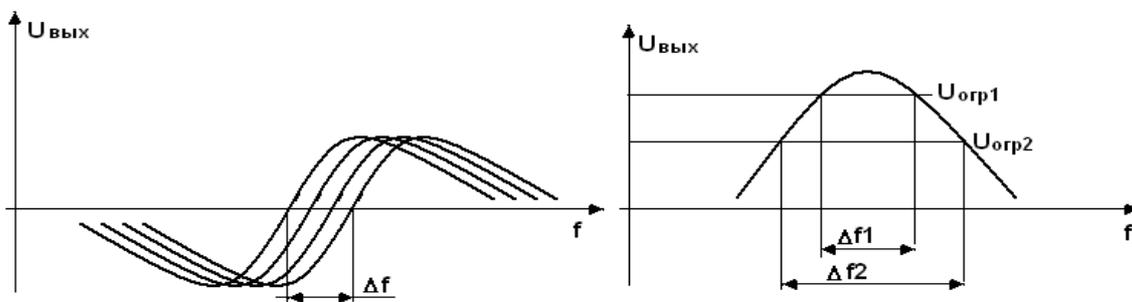
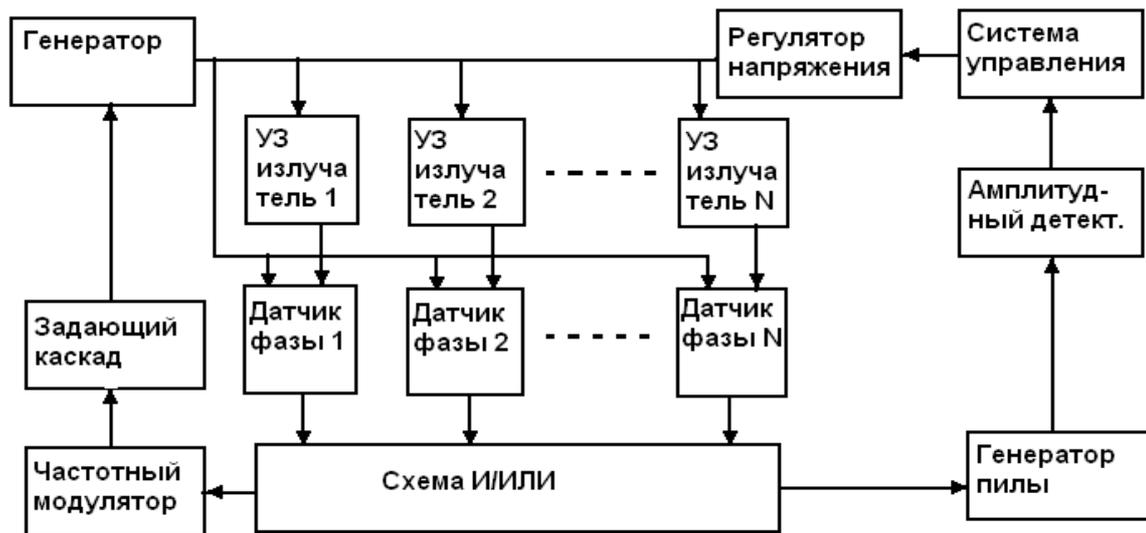


Рис. 2.16. Способ управления частотой ультразвукового генератора за счет модуляции частоты (с переменным индексом модуляции)

При этом обеспечивается повышенная равномерность излучения ультразвука в технологическую среду. Подобный способ и система с переменным индексом модуляции были разработаны для обеспечения возбуждения нескольких вибраторов от одного источника при высокой равномерности мощности, отдаваемой в каждый вибратор [9]. В предложенном способе обеспечивается девиация частоты ультразвуковых колебаний в пределах разброса резонансных частот отдельных вибраторов, а уровень ограничения возбуждающего сигнала изменяется обратно пропорционально размаху девиации частоты.

При работе одного излучателя, что наиболее часто и требуется при проектировании УЗ аппаратов для различных технологических процессов, данный способ управления частотой никаких преимуществ по сравнению с ручным регулированием не имеет.

Наиболее просто системы управления со слежением за частотой резонансной нагрузки реализуются в генераторах с самовозбуждением, в которых сигнал обратной связи с нагрузки включается в цепь самовозбуждения генератора. Этот способ управления получил большое распространение в аппаратах, работающих в стабильных условиях на нагрузку, изменяющуюся в очень небольших пределах. Как уже указывалось ранее, необходимость сохранения баланса фаз и баланса амплитуд для обеспечения устойчивой работы генератора, препятствует как глубокому регулированию выходных параметров, так и функционированию при значительных изменениях параметров нагрузки и питающего напряжения.

С целью снижения влияния указанных факторов, был предложен способ управления ультразвуковым генератором, сочетающий достоинства систем с самовозбуждением и систем фазовой автоподстройки частоты [50]. На рисунке 2.17 приведена функциональная схема устройства, реализующая данный способ управления и приведены временные диаграммы его работы.

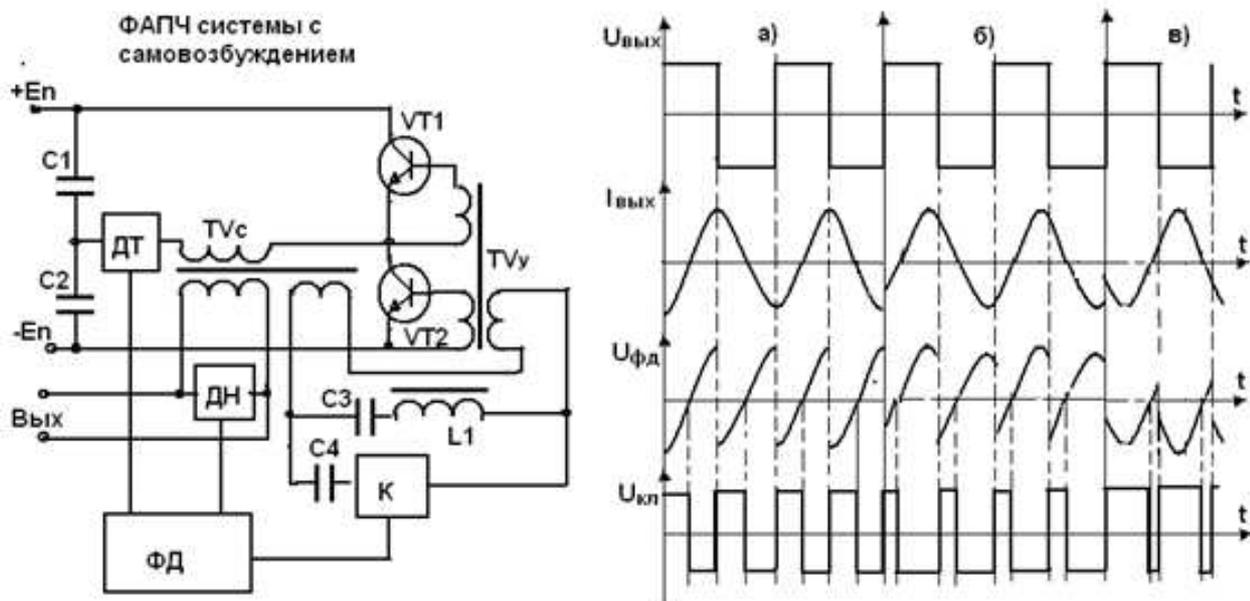


Рис. 2.17. Функциональная схема генератора с самовозбуждением и ФАПЧ

При работе генератора на резонансную нагрузку (которой и является ультразвуковой пьезокерамический излучатель) одно из основных требований – поддержание частоты работы, равной резонансной частоте излучателя. Для обеспечения этого условия сигналы с датчиков тока и напряжения подаются на входы ключевого фазового детектора, который формирует импульсный сигнал, среднее значение которого, в зависимости от фазового сдвига между током и напряжением в нагрузке, становится либо положительным, либо отрицательным. Этот импульсный сигнал управляет транзисторным ключом К, подключая конденсатор С4 к времязадающей цепи С3, L1 на какой-то интервал времени, длительность которого зависит от величины фазового рассогласования между током и напряжением. При этом меняется длительность формируемого LC контуром импульса, что вызывает соответствующее изменение частоты выходного сигнала ультразвукового генератора. При правильно сфазированных сигналах тока и напряжения данная система обеспечивает автоматическую подстройку частоты генератора под резонансную частоту излучателя, компенсируя при этом, в определенной степени, возмущения, связанные с изменением питающего напряжения, температуры и нагрузки. Таким образом, использование данной схемы позволяет:

- повысить надежность работы генератора за счет существенного упрощения схемного решения (отсутствие системы служебного питания и специальной системы управления):

- обеспечить устойчивую работу генератора на резонансную резкопеременную нагрузку, за счет повышенного быстродействия системы автоподстройки частоты;

- повысить эксплуатационную надежность работы генератора за счет режимного исключения опасных режимов работы генератора (при короткозамкнутой нагрузке генератор просто не включается).

При всех своих положительных качествах данное решение имеет ряд недостатков, препятствующих его широкому использованию в УЗ аппаратуре. Во-первых, использование принципа самовозбуждения, даже при возможностях, предоставляемых дополнительной системой ФАПЧ, сохраняет основные проблемы регулирования: ограничения по глубине регулирования, необходимость конструктивных изменений при смене частоты излучающей системы, ограничения по допустимому диапазону изменения нагрузки. Во-вторых, данное решение рассчитано на применение обычных биполярных транзисторов, имеющих значительные ограничения по величинам предельных параметров токов и напряжений.

С точки зрения максимальных возможностей схемы генератора для обеспечения широкодиапазонной работы как по параметрам частоты, так по параметрам нагрузки и питающего напряжения, наиболее предпочтительными являются схемы с независимым возбуждением. Основной особенностью резонансных систем является наличие максимума энергетического показателя, что позволяет использовать в качестве устройств, управляющих частотой и обеспечивающих тем самым поддержание режима резонанса, системы экстремального

регулирования. Одна из таких систем, используемая для автоподстройки частоты в серийно выпускаемом на МРТЗ (г.Москва) универсальном ультразвуковом генераторе ГПЧ4-8, приведена в виде блок-схемы с эпюрами работы на рисунке 2.18.

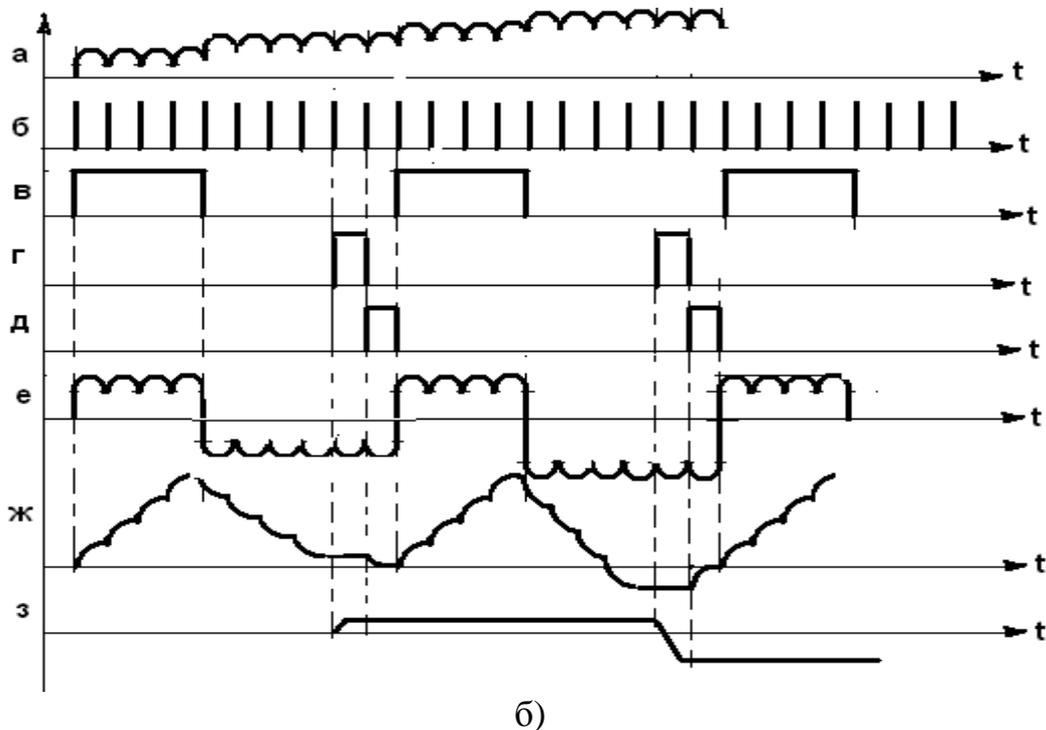
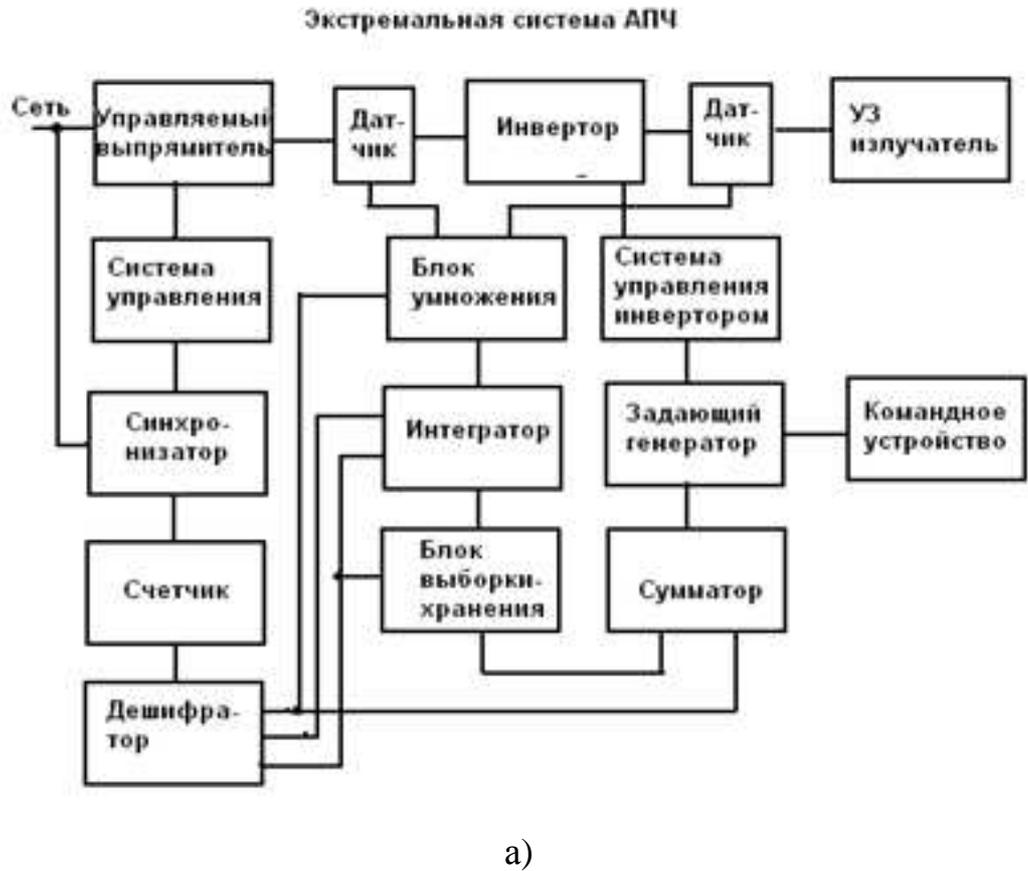


Рис. 2.18. Система управления(а) и способ управления (б) частотой путем экстремального регулирования

Основная особенность предложенного способа управления и реализованной на его основе системы в том, что с целью повышения устойчивости и точности работы сначала формируют дополнительный сигнал, синхронный с частотой силового выпрямленного напряжения, а сигнал поиска экстремума выходного параметра ультразвукового генератора формируют путем интегрирования произведения выходного параметра в течение заданного дополнительным сигналом интервала времени с запоминанием по окончании его значения интеграла [7,8].

2.3.2. Системы регулирования выходных параметров

Специфическим требованием, предъявляемым к УЗ аппаратуре, является осуществление стабилизации или изменения амплитуды колебательной скорости акустических систем по заданному закону в течение времени воздействия ультразвуковых колебаний на обрабатываемые материалы. Устройства, позволяющие осуществлять автоматическое регулирование амплитуды колебательной скорости со стороны источника ультразвуковой энергии, делятся на устройства с автоматической стабилизацией амплитуды (АСА), если требуется стабилизация амплитуды на определенном заданном уровне, и устройства с автоматической стабилизацией программированной амплитуды (АСПА), если требуется стабилизация заданного закона изменения амплитуды колебательной скорости акустической системы, и устройства с автоматической подстройкой амплитуды (АПА), если требуется обеспечить подстройку заданных уровней в одном из вышеуказанных режимов.

Устройства для автоматического регулирования амплитудой механических колебаний акустических систем, разработанные как у нас в стране, так и за рубежом, обычно выполняются по типовой схеме автоматического регулирования и отличаются лишь функциональными узлами источника ультразвуковой энергии, на которые распространяется управляющее воздействие для изменения выходных характеристик генератора. Независимо от выбора управляемого параметра и способов получения сигнала цепь обратной связи таких схем состоит из датчика обратной связи, источника опорного сигнала, устройства сравнения сигнала, поступающего с датчика и опорного сигнала, и регулирующего элемента.

Одним из методов регулирования величины амплитуды механических колебаний является метод изменения частоты напряжения, подводимого к преобразователю. Такое решение реализовано в ультразвуковых хирургических аппаратах УРСК7Н. Этот метод позволяет относительно просто реализовывать достаточно глубокое регулирование амплитуды механических колебаний излучателя за счет использования его резонансной амплитудно-частотной характеристики. Данный метод обеспечивает регулирование амплитуды выходных колебаний при работе на низкодобротную нагрузку и отсутствии систем частоты. Широкого применения этот метод регулирования не получил, поскольку ведет

к рассогласованию генератора с колебательной системой и нарушению оптимальных конструктивных и энергетических соотношений оборудования.

Наиболее широко для регулирования амплитуды колебаний рабочего окончания волновода-инструмента используются способы изменения выходной мощности источника ультразвуковой энергии. Классификация основных методов регулирования амплитуды колебаний приведена на рисунке 2.19.



Рис. 2.19. Основные методы регулирования выходного параметра УЗ генератора

В общем случае поставленная задача может быть решена путем введения управляемого реактивного сопротивления в выходную цепь генератора. Но это не всегда приемлемо, поскольку нарушается согласование генератора, усложняется конструкция и увеличивается инерционность системы авторегулирования, возникает необходимость сужения диапазона регулирования.

Для варианта генератора повышенной мощности, когда дополнительное установленное оборудование крайне нежелательно, а требуемый диапазон регулирования выходного параметра невелик, оптимальным является использование управляемого выпрямителя. С этой целью были разработаны и запатентованы несколько вариантов систем регулирования выходного параметра генератора за счет фазового управления силовым управляемым выпрямителем [4, 5,10]. Упрощенный вариант одной из них приведен на рисунке 2.20.

Применение данного метода регулирования для УЗ аппаратуры не всегда целесообразно по следующим причинам:

- при требуемой широкодиапазонности регулирования, данный метод приводит к завышенным значениям фильтровой индуктивности $L1$ и емкости $C1$, поскольку управление тиристорным выпрямительным мостом в однофаз-

ном варианте определяет необходимость режима непрерывных токов, что на значительных углах управления (свыше 90^0) практически недостижимо;

- использование дополнительных узлов, таких, как синхронизатор, фазосдвигающее устройство, формирователь управляющих импульсов существенно усложняет схемное решение, снижая надежность его работы;

- по мере увеличения фазового угла регулирования тиристоров выпрямителя, возрастает пульсация в напряжении, питающем инвертор, что ухудшает динамические процессы в высокочастотной части генератора, отрицательно сказывается на процессах частотного регулирования и технологического воздействия на нагрузку.

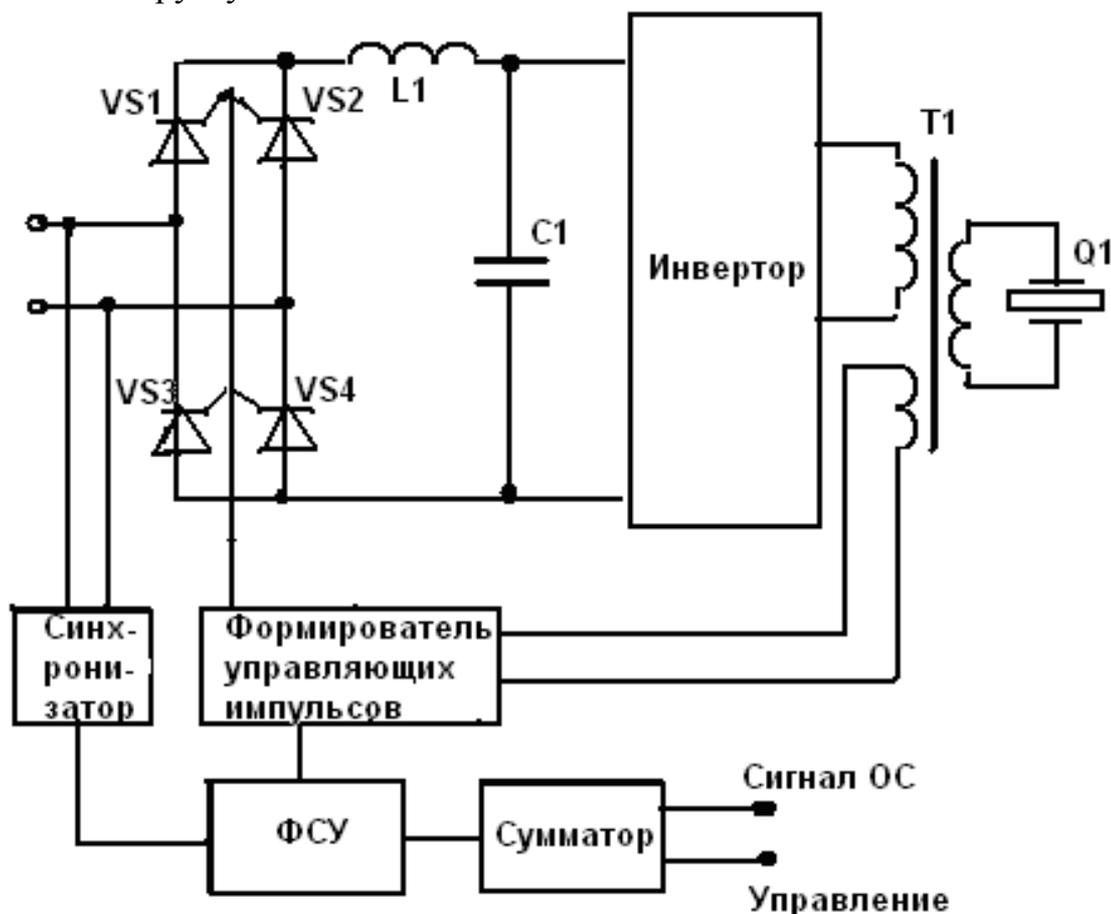


Рис. 2.20. Устройство для регулирования мощности путем фазового управления выпрямителем

Применение управляемых трансформаторов также значительно усложняет конструкцию и повышает инерционность системы. Разработанная при участии автора система регулирования выходного параметра с помощью управляемого выходного трансформатора [10], блок-схема которой приведена на рисунке 2.21 очевидно подтверждает указанные выше недостатки.

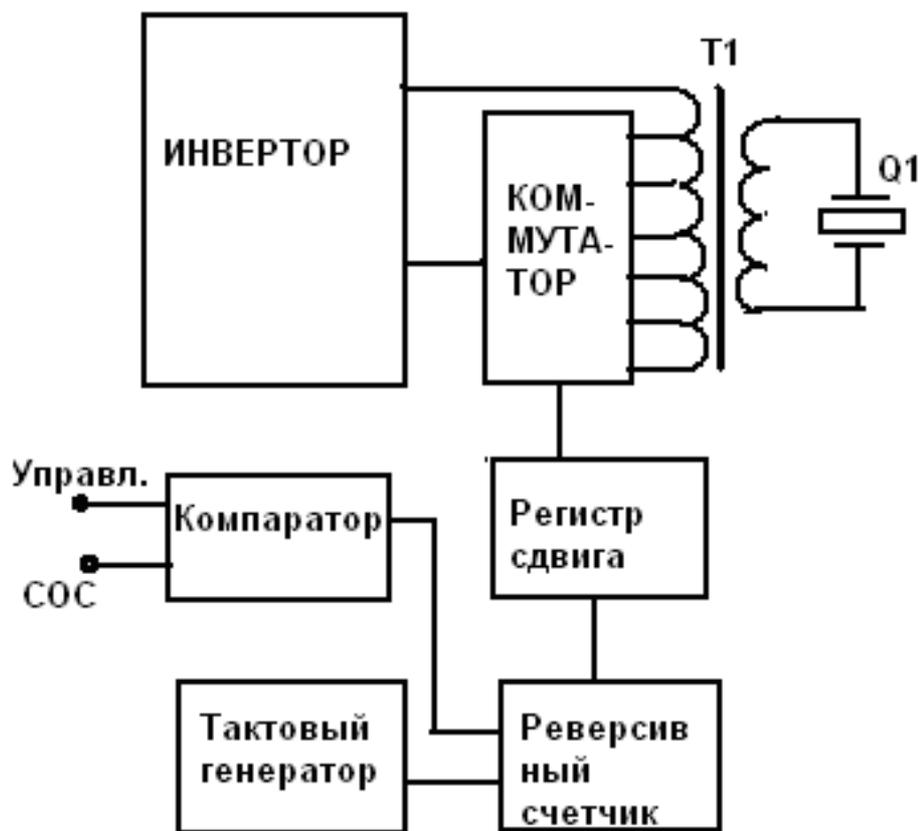


Рис. 2.21. Система регулирования выходного параметра с помощью управляемого выходного трансформатора

Данный метод регулирования позволяет достичь необходимой глубины регулирования выходного параметра, диктуемой условиями изменения технологической нагрузки в УЗ аппаратуре, но возникающие при переключении отводов выходного трансформатора переходные процессы сильно осложняют процесс регулирования, принципиально не обеспечивая стабилизацию. Возможно применение данного метода в УЗ аппаратуре как дополнительного, определяющего выбор диапазона регулирования или стабилизации выходного параметра, но это уже сопряжено со значительным усложнением систем регулирования и аппарата в целом.

В качестве одной из возможных систем управления выходным параметром в УЗ аппаратуре была предложена система регулирования с применением ШИМ по ВЧ-цепям [65], приведенная на рисунке 2.22.

Схема представляет собой полумостовой транзисторный инвертор с самовозбуждением, в котором управление осуществляется по цепи возбуждения. Ключ К либо разрывает цепь обратной связи, либо включает ее. Изменяя параметры сигнала, управляющего ключом, можно в широких пределах регулировать среднее значение выходного параметра генератора. У данного схемного решения есть два основных недостатка, препятствующие широкому использованию его в УЗ аппаратуре.

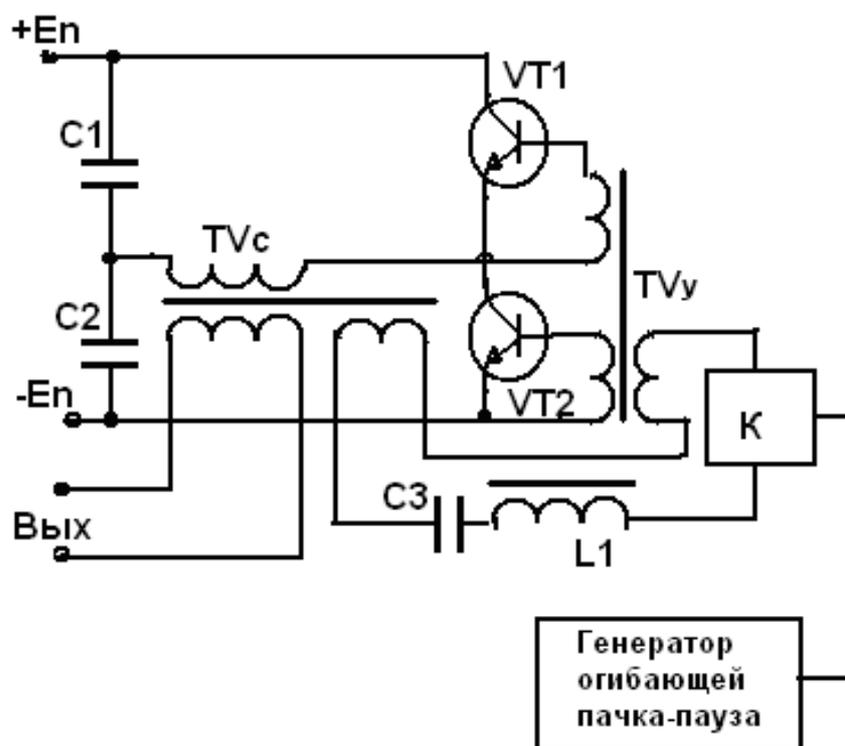


Рис. 2.22. Система регулирования с ШИМ по высокочастотным цепям

Во-первых, работа в режиме постоянных переходных процессов пуска-останова, что сопровождается выбросами токов и напряжений на силовых элементах схемы, а во-вторых, схема сохраняет все недостатки систем, работающих в режиме самовозбуждения: зависимость от изменения питающего напряжения и нагрузки.

Таким образом, путем последовательных приближений, было установлено, что наиболее приемлемым вариантом регулирования выходного параметра в УЗ аппаратуре, является изменение величины питающего высокочастотную часть аппарата (полумостовой инвертор с независимым возбуждением) напряжения. Вручную это регулирование наиболее просто осуществить путем входного автотрансформатора (что и сделано в некоторых схемных решениях фирмы Branson). Для систем же автоматического слежения или управляющих систем здесь возможен вариант управляемого выпрямителя (достоинства и недостатки этого варианта были рассмотрены выше), либо вариант использования понижающего ШИМ – регулятора.

2.4. Использование разработок технологии MOSFET и IGBT в ультразвуковых генераторах

Основным фактором, определившим дальнейшее развитие схемотехники ультразвуковых генераторов, стал технологический прогресс в микроминиатюризации полупроводниковых структур. Появление в 80-х годах технологий MOSFET и IGBT – создания силовых модулей полупроводниковых структур, а также разработка и совершенствование микросхем управления этими структу-

рами (так называемыми драйверами) привело к созданию силовых электронных ключей, которые, заменив собою традиционные транзисторы, открыли новые возможности в вопросах проектирования эффективных, малогабаритных и мощных генераторов для УЗМА.

2.4.1. Элементы MOSFET и IGBT в силовых генераторных структурах

Силовые электронные ключи – это комбинация силовых электронных компонентов или силовых полупроводников и драйвера для них. Внутренние функциональные связи и взаимодействия определяют некоторые характеристики ключа. На рисунке 2.23 показана силовая электронная система с интерфейсом, внешней электронной цепью (высокого потенциала) и с устройством управления (обработка информации, дополнительный источник питания). Необходимое разделение потенциалов производится при помощи оптопар или индуктивной связи. Возможные комбинации силовых полупроводников, отличающихся током ключа и направлением напряжения, показаны на рисунке 2.24.

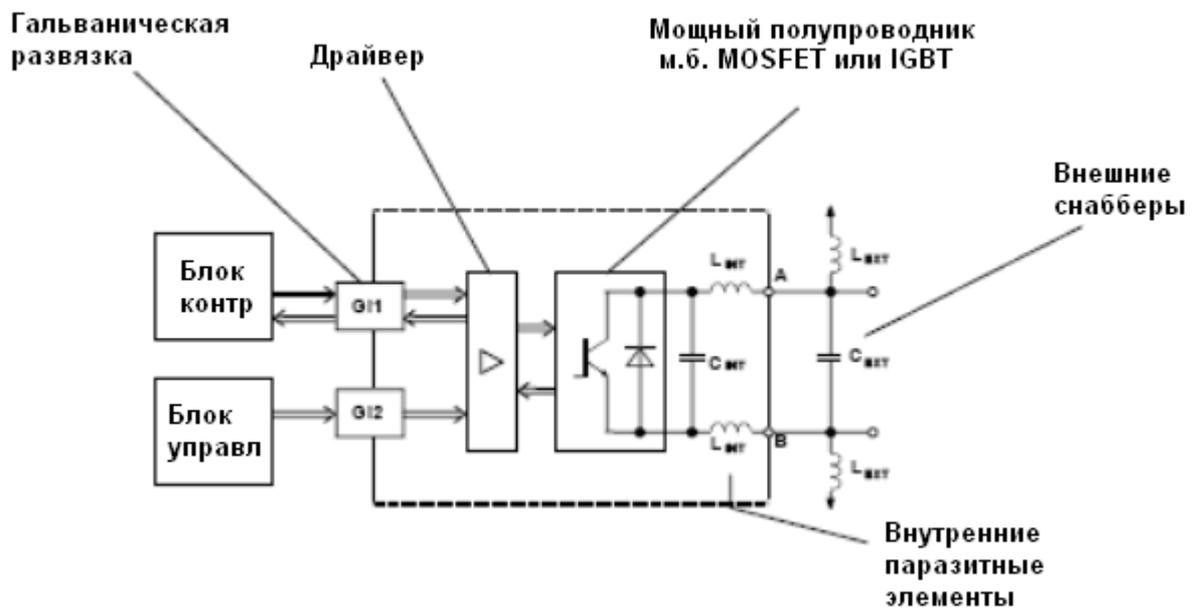


Рис. 2.23. Силовая электронная система переключения

С одной стороны, параметры целого ключа являются результатом режима переключения полупроводника, которые, в зависимости от конструкции кристалла полупроводника, должны адаптироваться к виду операций ключа в целом. С другой стороны, драйвер отвечает за все главные параметры ключа и контролирует важные защитные функции.

V_{ce} / I_c	односторонняя проводимость	двухсторонняя проводимость	
управление прямым напряжением			
управление и прямым и обратным напряжением			

SGTO - симисторы
AGTO - тиристоры

Рис. 2.24. Возможные комбинации силовых полупроводников

Как показано на рисунке 2.25, различные системы могут быть реализованы с помощью MOSFET (МОП-транзисторы) или IGBT (биполярные транзисторы с изолированным затвором). Сравнивая с другими коммутационными силовыми полупроводниками, например, такими как традиционные GTO-тиристоры, эти типы транзисторов имеют некоторые преимущества в применении, такие как активное выключение даже в случае короткого замыкания, функционирование без снабберов, простая схема управления, короткое время переключения, и поэтому сравнительно низкие потери.

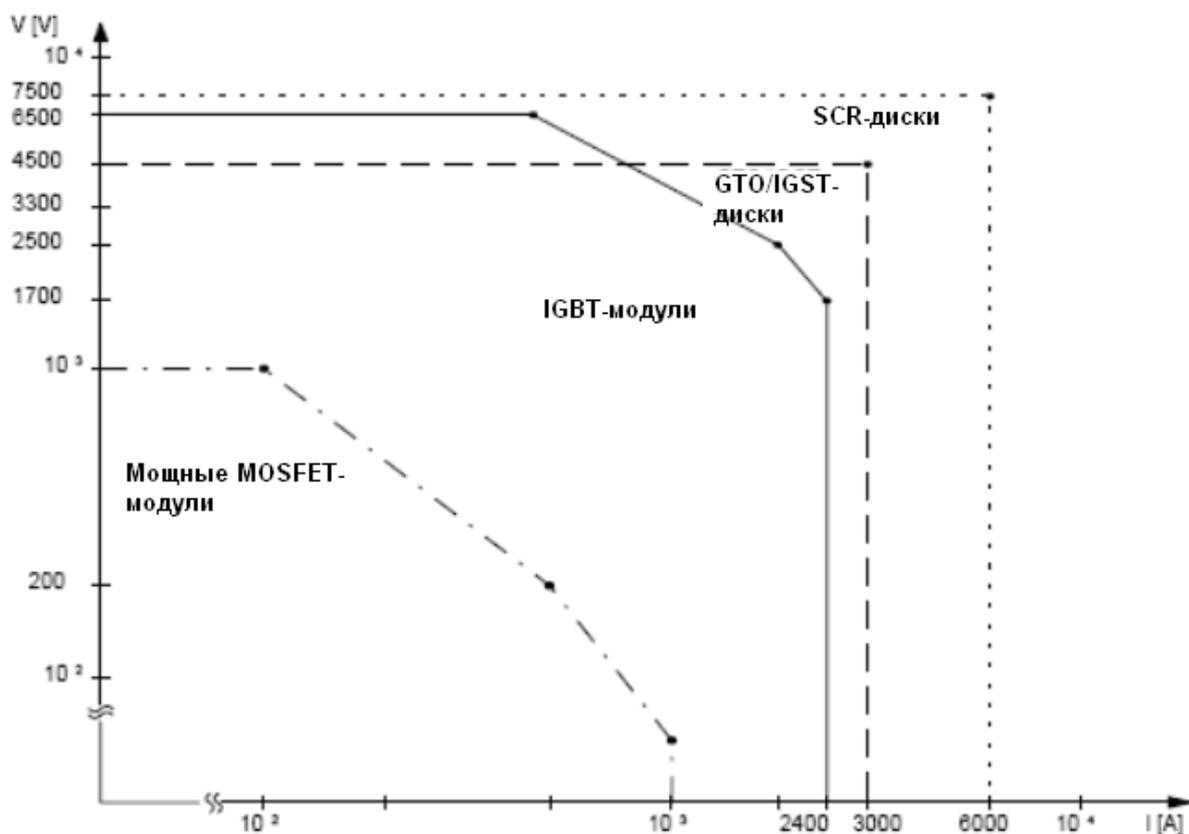


Рис. 2.25. Области применения новейших силовых полупроводниковых приборов

Производство IGBT и MOSFET сравнительно простое и является предпочтительным, может быть просто организовано с помощью современных технологий микроэлектроники. Это преимущественно благодаря быстрому развитию IGBT и силовых MOSFET, так как силовая электроника продолжает открывать новые рынки сбыта. Биполярные транзисторы высокого напряжения, которые были еще очень популярны несколько лет назад, на данный момент практически полностью вытеснены транзисторами MOSFET и IGBT.

Наиболее часто применяются транзисторы на несколько десятков ампер, на кремниевом кристалле, который интегрирован в беспотенциальный силовой модуль. Этот модуль содержит один или несколько транзисторов, диоды (рекуперационные) и, при необходимости, пассивные элементы.

О перспективности данного направления разработок говорит тот факт, что разработкой и выпуском MOSFET и IGBT ключей, а также драйверов для их управления занимается все возрастающее количество фирм: International Rectifier, Siemens, IXYS, Semicron и др.

Для генераторов УЗ аппаратуры наиболее подходят транзисторы средней мощности (токи до десятков ампер и напряжения до 1000 В), предпочтительнее выполненные по технологии MOSFET (как более высокочастотные). В качестве типичного представителя такого типа транзисторов можно рассмотреть продукцию фирмы IR(США) – MOSFET -транзисторы IRF840A. Приведенные ниже характеристики этого транзистора, очевидно показывают его преимущества

по сравнению с лучшими отечественными полевыми и биполярными транзисторами этого класса.

Предельно допустимые значения параметров. Табл. 2.1.

	Параметр	Max.	Ед.изм
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Постоянный прямой ток ; $V_{GS} @ 10V$	8.0	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Постоянный прямой ток $V_{GS} @ 10V$	5.1	
I_{DM}	Импульсный прямой ток	32	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Мощность рассеиваемая	125	W
	Линейное ограничение по мощности	1.0	W/°C
V_{GS}	управляющее напряжение	± 30	V
dv/dt	предел встречного диода dv/dt	5.0	V/ns
T_J T_{STG}	Рабочая температура и предельная температура	-55 to + 150	°C

Это и минимальные затраты энергии по цепи управления и высокие значения предельно допустимых параметров по прямому току и напряжению в закрытом состоянии, малые потери при высоких частотах переключения (до 1МГц) и широкая область предельных режимов работы.

Для реализации этих преимуществ были разработаны специальные управляющие системы – драйверы. Имеется много вариантов аппаратной реализации MOSFET/IGBT драйверов (например: на платах из россыпных компонентов, или в виде готовых модулей), микросхемы драйверов, наиболее привлекательны для разработчиков. Это проявляется в их компактности, коротких временах задержки распространения сигналов в драйвере, коротком времени нарастания и спада сигнала при переключении, в предсказуемости и серийной воспроизводимости их технических характеристик, а также экономии времени и средств разработчика при проектировании УЗМА.

В большинстве случаев современные драйверы представляют собой монолитные микросхемы, которые могут предназначаться для одиарных, полумостовых и мостовых драйверов разной конфигурации. Такие схемы часто выполняют следующие функции:

- источник напряжений для затвора;
- вход для контроля V_{CEsat} или $V_{DS(on)}$, иногда также вход для шунта или датчика- эмиттера;
- контроль превышения напряжения питания;
- память ошибок или выход обратной связи ошибок;
- подстраиваемое время мертвой зоны и отдельную фильтрацию питания для верхнего драйвера.

С возрастающим разнообразием функций и параметров в цепях драйвера, необходимые на первичной стороне конструкции также должны отвечать более сложным требованиям, включающим например, логический входной сигнал, подавление коротких импульсов, создание мертвых зон, память ошибок и оценка ошибок, управление преобразователями постоянного напряжения и импульсными трансформаторами. Для производства драйверов с низкой стоимо-

стью эти функции могут комбинироваться в управляющих специализированных ИС.

В соответствии с приведенными на рисунке 2.10. б) и в) схемами, для использования при разработке генераторов УЗМА, возможно применение как мостовых, так и полумостовых драйверов различных конфигураций. На рисунке 2.26 показана: схема соединений и внешний вид драйвера MOSFET полумоста с внешними сигнальными и синхронизирующими входами.

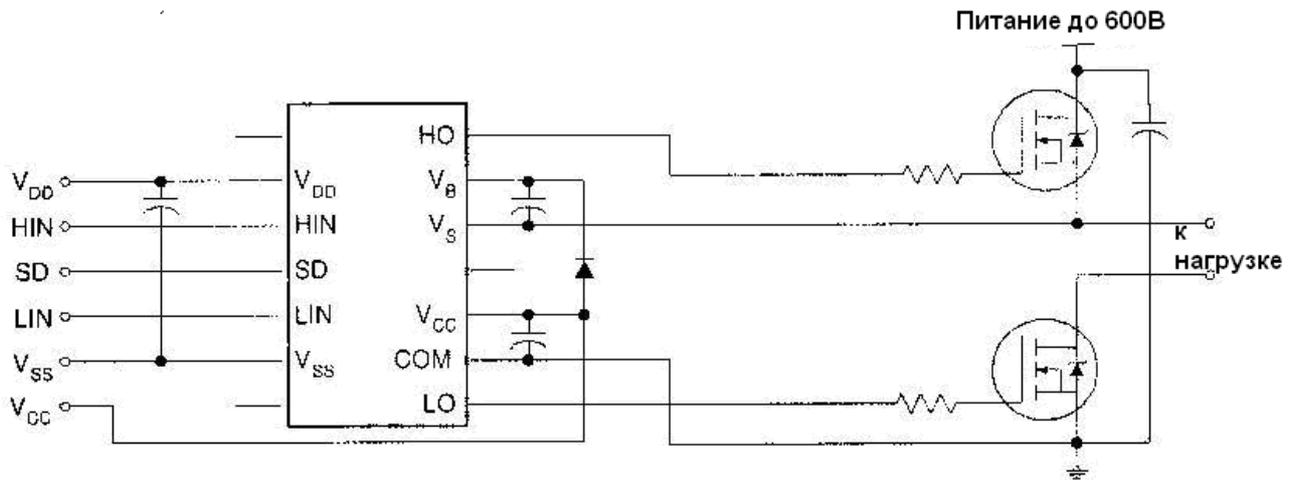


Рис. 2.26. Схема соединений полумостового драйвера IR2112

Такой вариант драйвера предполагает наличие внешнего задающего генератора, что с одной стороны расширяет возможности драйвера по управлению транзисторами, а с другой стороны, усложняет схемное решение и снижает надежность работы системы в целом.

Для расширения функциональных возможностей УЗ аппаратуры схема генератора должна обеспечивать высокую устойчивость работы при широких диапазонах изменения питания, нагрузки и частоты, поэтому наиболее предпочтительным становится использование схем генераторов с независимым возбуждением. Основную роль в развитии схемотехники и, как следствие, изменении основ проектирования генераторов для УЗ аппаратуры, играет появление новых физических принципов, закладываемых в основу новых энергопреобразующих элементов и развитие на их основе новых технологий, в частности, силовой полупроводниковой микроэлектроники.

Наиболее перспективным направлением в развитии схемотехники ультразвуковых генераторов в УЗ аппаратуры на ближайшие годы является всемерное использование MOSFET и IGBT технологий для силовых элементов и расширение функций контроля, защиты и управления MOSFET драйверов, с постепенным переходом с увеличением степени интеграции, объединения на одном кристалле или в одном корпусе максимального количества компонентов для создания интеллектуальных силовых модулей IPM (Intelligent Power Module) – мощных импульсных высоковольтных усилителей, управляемых логическими сигналами.

2.4.2. Элементы MOSFET и IGBT в системах управления и регулирования параметров

Использование современных MOSFET транзисторов и последних разработок в микросхемотехнике полумостовых MOSFET драйверов (например, разработка фирмы IR, США) позволило обеспечить высокую надежность работы полумостового инвертора за счет формирования оптимальных режимов управления транзисторами. Основным недостатком при использовании такого типа генераторов для работы на резонансные нагрузки является отсутствие стандартной системы автоподстройки частоты генератора, что приводит к необходимости значительного усложнения схемного решения в целом, снижению надежности работы, снижению быстродействия и возникновению опасных переходных процессов.

Для повышения эффективности работы транзисторного генератора на резонансную нагрузку, характерную для пьезокерамического ультразвукового излучателя, предложен транзисторный генератор для резонансных нагрузок [55] содержащий полумостовой инвертор с выходным трансформатором на MOSFET транзисторах, управляемых включенным по типовой схеме драйвером полумоста с внутренним генератором и внешней времязадающей RC - цепью, выполненным по MOSFET технологии, дополнительно снабженный оптронным транзистором, тремя резисторами, конденсатором и трансформатором тока, включенным в цепь вторичной обмотки выходного трансформатора последовательно с резонансной нагрузкой, причем информационный выход трансформатора тока подсоединен к дополнительному конденсатору, который, через последовательно включенный первый дополнительный резистор, подключен параллельно конденсатору внешней времязадающей RC –цепи, точка соединения конденсатора и резистора которой через второй дополнительный резистор связана с плюсом питающего драйвер напряжения, а через дополнительный диод с точкой соединения оптронного транзистора и третьего дополнительного резистора, противоположные выводы которых подключены соответственно к положительному и отрицательному полюсам питающего драйвер напряжения.

На рисунке 2.27. приведена принципиальная схема устройства, а на рисунке 2.28 временные диаграммы его работы.

Схема состоит из полумостового транзисторного инвертора (C1-C2, VT1-VT2) с управляющим драйвером, включенным по типовой схеме, с выходным трансформатором (TVc) в диагонали полумоста. Управляющий драйвер содержит встроенный задающий генератор с внешней времязадающей RC – цепью (R1-C4). Параллельно конденсатору C4 времязадающей RC – цепи подключена дополнительная RC – цепь (R2, C5, C7), к конденсатору C7 которой подключена информационная обмотка токового трансформатора 7, установленного последовательно с резонансной нагрузкой Q в цепи вторичной обмотки выходного трансформатора TVc.

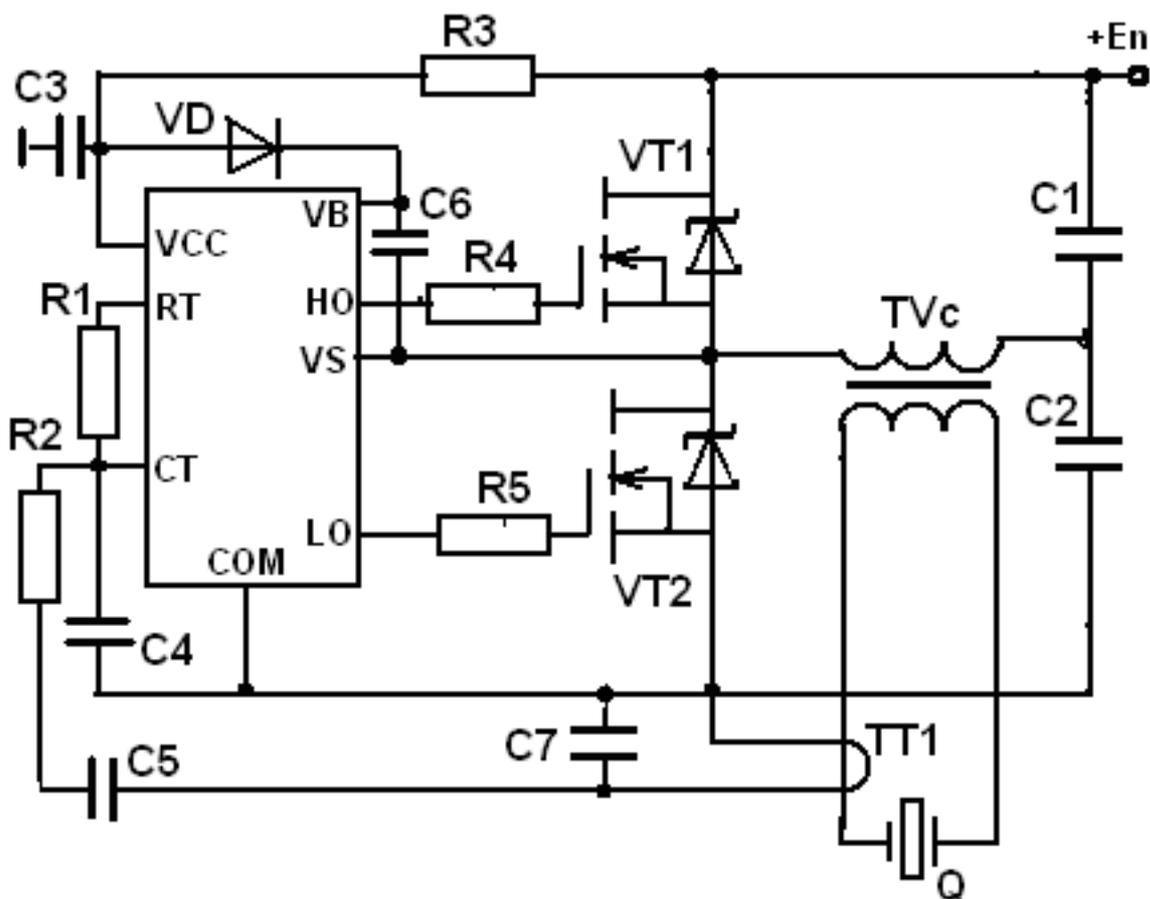


Рис. 2.27. Ультразвуковой генератор с независимым возбуждением и системой АПЧ

Кроме того, средняя точка времязадающей RC – цепи R1-C4 подсоединена через резистор 9 к плюсу источника питания драйвера, а через диод 10, анодом подключенный к средней точке цепи R1-C4, к точке соединения оптронного транзистора 11, коллектором подсоединенного к плюсу источника питания драйвера, и дополнительного резистора 12, другим концом связанного с минусом источника питания драйвера.

Устройство работает следующим образом.

В исходном состоянии силовое напряжение на клеммы питания инвертора подано, но инвертор не работает, поскольку оптронный транзистор 11 закрыт и времязадающий конденсатор C4 драйвера разряжен через диод 10 и резистор 12. При подаче управляющего сигнала на светодиод оптронного транзистора 11, последний открывается и падение напряжения на резисторе 12 закрывает диод 10, обеспечивая разрешение нормальной работы драйвера. Таким образом, предлагаемая цепь 10-11-12 обеспечивает выполнение функций командного устройства, управляя работой драйвера.

При работе на резонансную нагрузку, в качестве которой можно для примера рассмотреть ультразвуковой пьезокерамический излучатель, ток, протекающий по вторичной обмотке выходного трансформатора TVc, в зависимости от добротности нагрузки будет более или менее приближаться к синусоидальному.

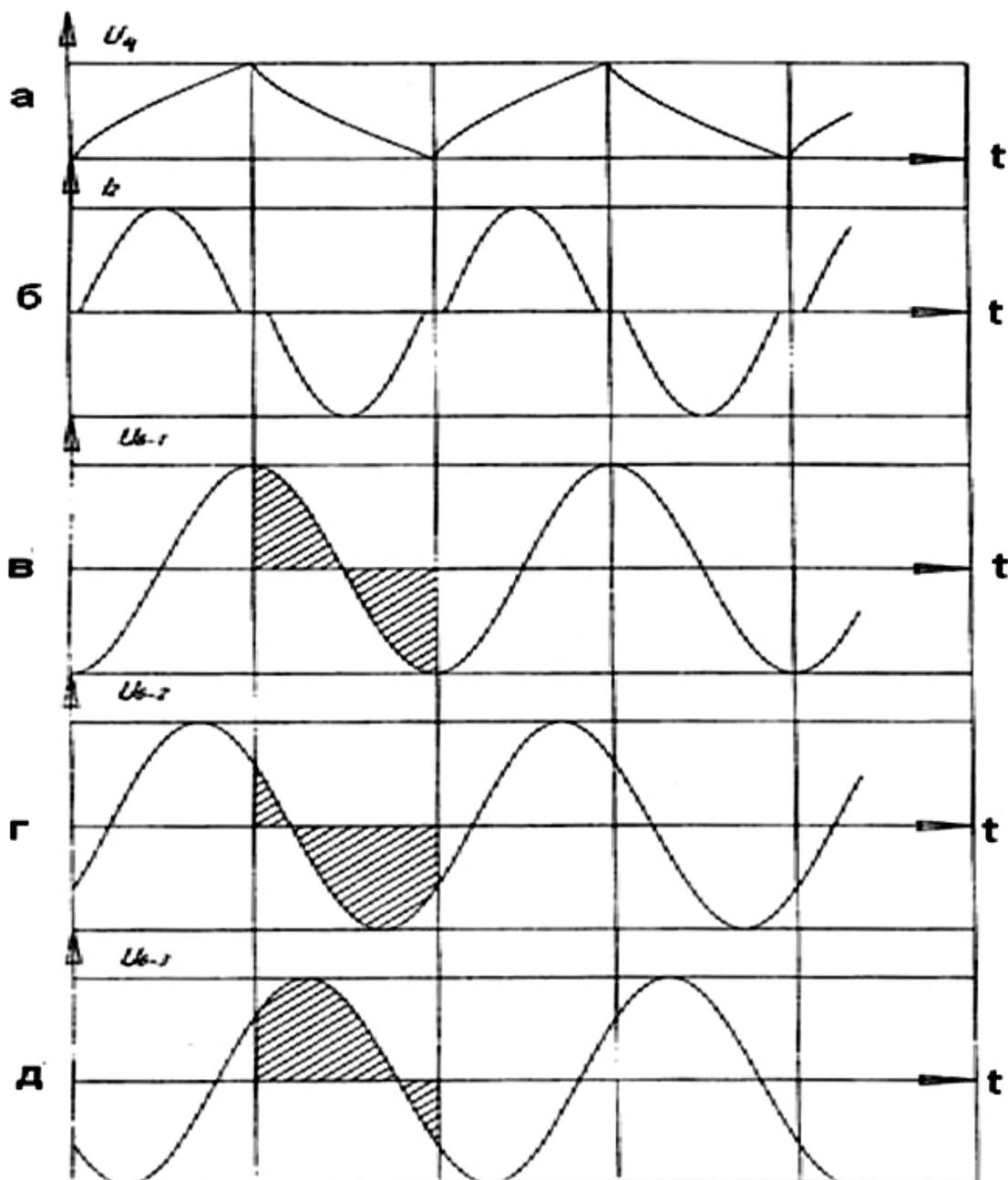


Рис. 2.28. Временные диаграммы работы системы ФАПЧ

Основная задача любого генератора, работающего на резонансную нагрузку – обеспечивать поддержание резонансного режима работы. При относительно простых эквивалентных схемах резонансной нагрузки, приближающихся в резонансных режимах к простейшим резонансным контурам, наиболее предпочтительной системой регулирования частоты является фазовая. В своем стандартном исполнении такая система достаточно сложна в исполнении, инерционна за счет используемых фильтров, требует наличия нескольких датчиков, поскольку должна обеспечивать выполнение определенных фазовых соотношений между выходным током и выходным напряжением, должна содержать блоки преобразования сравниваемых сигналов и блоки формирования управляющих сигналов. Используемая система фазового регулирования частоты

ты генератора лишена указанных недостатков. При подаче токового сигнала с трансформатора тока ТТ1 на конденсатор С7 происходит выделение информационного сигнала, соответствующего первой гармонике выходного тока генератора, но сдвинутого относительно ее на 90 град.. Этот информационный сигнал поступает через резистор R2 и конденсатор С5 на конденсатор С4 времязадающей RC – цепи драйвера, где одновременно происходит сравнение фаз и преобразование фазового рассогласования информационных сигналов, соответствующих выходному току и выходному напряжению. Поскольку резистор R2 много больше по номиналу, чем резистор R1 времязадающей цепи драйвера, а конденсатор С7 по номиналу много больше конденсатора 4 времязадающей цепи драйвера, можно считать, что конденсатор С7 выступает по отношению к конденсатору С4 как источник синусоидального тока. Тогда, как показано на эпюрах в-г-д рис.2.28 заштрихованная площадь информационного токового сигнала одной полярности для спада пилообразного сигнала времязадающего конденсатора С4 является замедляющей, а другой полярности – ускоряющей, а для фронта пилообразного сигнала – наоборот, что, при точном сдвиге фаз сравниваемых информационных сигналов в 90 град., не меняет частоту работы генератора. При прочих вариантах фазировки информационных сигналов: ток опережает напряжение – частота снижается до наступления резонанса; напряжение опережает ток – частота повышается до наступления резонанса. В описанной системе есть лишь один недостаток: одновременно с описанными процессами происходил бы разряд времязадающего конденсатора С4 через резистор R2 и обмотку токового трансформатора, если бы не был введен дополнительный конденсатор С6, препятствующий указанному процессу.

Проведем теоретическое исследование такой системы и установим основные соотношения, определяющие взаимосвязь между характеристиками генератора, параметрами ультразвуковой колебательной системы и технологического процесса, т.е. основные характеристики системы фазовой автоподстройки: полосы захвата, полосы удержания, точности подстройки и быстродействия, а также их зависимости от параметров колебательной системы и величины технологической нагрузки в ходе технологического процесса.

Для выполнения поставленной задачи необходимо определить функциональную схему системы и провести последовательное рассмотрение отдельных структурных составляющих этой системы с определением их передаточных функций.

Разобьем приведенную схему на две части: верхнюю и нижнюю. Верхняя часть содержит инвертор, который в силу физики своей работы является звеном безинерционным (практически) и дискретным. Но поскольку формируемые им прямоугольные разнополярные и симметричные импульсы поступают на высокодобротную резонансную систему (пьезоизлучатель) можно принять с незначительной погрешностью, что на выходе инвертора формируется синусоидальное напряжение. Тогда верхняя часть будет эквивалентироваться последовательным включением безинерционного элемента и резонансной системы.

Для нижней же части, содержащей датчик выходного тока, синхронный детектор и драйвер инвертора можно нарисовать следующую эквивалентную схему, позволяющую оценить уравнения работы этих звеньев:

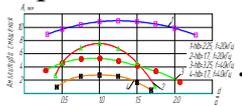
Времязадающая цепь RC и источник напряжения E определяют величину и форму напряжения на конденсаторе C в отсутствие сигнала с датчика тока i , и одной из функций используемого драйвера является изменение положения ключа K при достижении напряжения на конденсаторе

C уровней U_H и U_B (верхнего и нижнего уровней срабатывания порогового устройства драйвера). Соответственно работе ключа K все процессы в эквивалентной схеме разбиваются на два этапа: первый – ключ в одном положении – осуществляется заряд конденсатора C через резистор R от уровня U_H до уровня U_B и второй – ключ в другом положении – осуществляется разряд конденсатора C через резистор R от уровня U_B до уровня U_H .

Для этапа разряда справедливо уравнение:

$$\frac{dU_C}{dt} + \frac{1}{RC}U_C = 0, \quad (2.3)$$

причем начальное условие: при $t=0$, $U_C = U_B$. Решение данного уравнения позволяет определить величину тока, протекающего через времязадающий конденсатор C :



$$(2.4)$$

Поскольку через времязадающий конденсатор протекают два независимых тока, то в соответствии с принципом суперпозиции, общий ток находим как сумму двух: одного - полученного выше при работе драйвера и второго – от датчика выходного тока генератора. В соответствии с рис 6.38 этот ток формируется за счет напряжения на C_D которое, в свою очередь определяется током, протекающим через ультразвуковой излучатель:

$$U_{C_D} = \frac{K_t}{C_D} \int_0^t I_m \sin(\omega t + \varphi) dt, \quad (2.5)$$

где K_t - коэффициент трансформации токового трансформатора ТТ. Отсюда:

$$i_D = \frac{U_{C_D}}{R_i} = \frac{K_t}{C_D R_i} \int_0^t I_m \sin(\omega t + \varphi) dt = -\frac{K_t I_m}{C_D R_i \omega} \cos(\omega t + \varphi)$$

тогда общий ток через времязадающий конденсатор драйвера:

$$i = i_C + i_D = -\frac{K_t}{C_D R_i \omega} I_m \cos(\omega t + \varphi) - \frac{U_B}{R} e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (2.6)$$

Влияние дополнительного тока вызовет изменения напряжения на времязадающем конденсаторе:

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = \frac{1}{C} \int_0^t \left[-\frac{K_t}{C_D R_i \omega} I_m \cos(\omega t + \varphi) - \frac{U_B}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \right] dt =$$

$$= -\frac{K_t I_m}{C C_D R_i \omega^2} [\sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi] + U_B e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (2.7)$$

а, поскольку в течение времени t напряжение U_C должно измениться до U_H , а ωt по физике работы драйвера соответствует половине периода выходной частоты, т.е. π , получаем следующее выражение:

$$U_H = \frac{K_t I_m 2 \sin \varphi}{C_D R_i \omega^2 C} + U_B e^{-\frac{t}{RC}}, \text{ откуда можно определить } t: \\ t_1 = RC \ln \frac{\omega^2 C C_D R_i U_B}{\omega^2 C C_D R_i U_H - 2 K_t I_m \sin \varphi} \quad (2.8)$$

В полученном выражении φ - рассогласование фаз двух сигналов, которое системой устанавливается и поддерживается на уровне $\varphi = 0$.

Теперь рассмотрим процессы на этапе заряда:

$$\frac{dU_C}{dt} + \frac{1}{RC} U_C = \frac{1}{RC} E, \quad (2.9)$$

где начальное условие, при $t = 0, U_C = U_H$.

Решая данное уравнение, находим выражение для тока, протекающего через конденсатор C :

$$i_C = \frac{1}{R} (E - U_H) e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (2.10)$$

Так же как и на предыдущем этапе, через C протекает и ток от датчика выходного тока генератора:

$$i_D = \frac{U_{C_D}}{R_i} = \frac{K_t}{C_D R_i} \int_0^t I_m \sin(\omega t + \varphi) dt = -\frac{K_t I_m}{C_D R_i \omega} \cos(\omega t + \varphi)$$

и тогда общий ток через C :

$$i = -\frac{K_t I_m}{C_D R_i \omega} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{1}{R} (E - U_H) e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (2.11)$$

Аналогично предыдущему этапу (5.5) определяем величину напряжения на времязадающем конденсаторе:

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = \frac{1}{C} \int_0^t \left[-\frac{K_t I_m}{C_D R_i \omega} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{1}{R} (E - U_H) e^{-\frac{t}{RC}} \right] dt. \quad (2.12)$$

Поскольку в течение t напряжение U_C должно измениться до U_B , а ωt также соответствует следующей половине периода выходной частоты (от π до 2π), получаем:

$$U_B = \frac{-K_t I_m}{C_D R_i \omega^2 C} 2 \sin \varphi + E + (U_H - E) e^{-\frac{t}{RC}},$$

откуда определяем t_2 для этапа заряда:

$$t_2 = RC \ln \frac{C_D R_i \omega^2 C (E - U_H)}{(E - U_B) \omega^2 C C_D R_i - 2K_t I_m \sin \varphi}. \quad (2.13)$$

Выходная частота драйвера определяется суммой двух полупериодов, длительность которых t_1 и t_2 соответственно, поэтому:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{RC \ln \frac{\omega^2 C C_D R_i U_B}{\omega^2 C C_D R_i U_H - 2K_t I_m \sin \varphi} + RC \ln \frac{C_D R_i \omega^2 C (E - U_H)}{(E - U_B) \omega^2 C C_D R_i - 2K_t I_m \sin \varphi}}$$

Физика работы драйвера определяет установку необходимых соотношений U_B и U_H для обеспечения симметричной работы внутреннего мультивибратора драйвера. На этом основании можно упростить полученное выражение, заменив содержащиеся в выражении для t_2 величины $(E - U_B)$ на U_H , а $(E - U_H)$ на U_B , и тогда выражение для выходной частоты примет вид:

$$f = \frac{1}{2RC \ln \left(\frac{\omega^2 C C_D R_i U_B}{\omega^2 C C_D R_i U_H - 2K_t I_m \sin \varphi} \right)}. \quad (2.14)$$

Полученное выражение позволяет оценить зависимость f от φ для элемента структурной схемы под названием драйвер (рис.2.29).

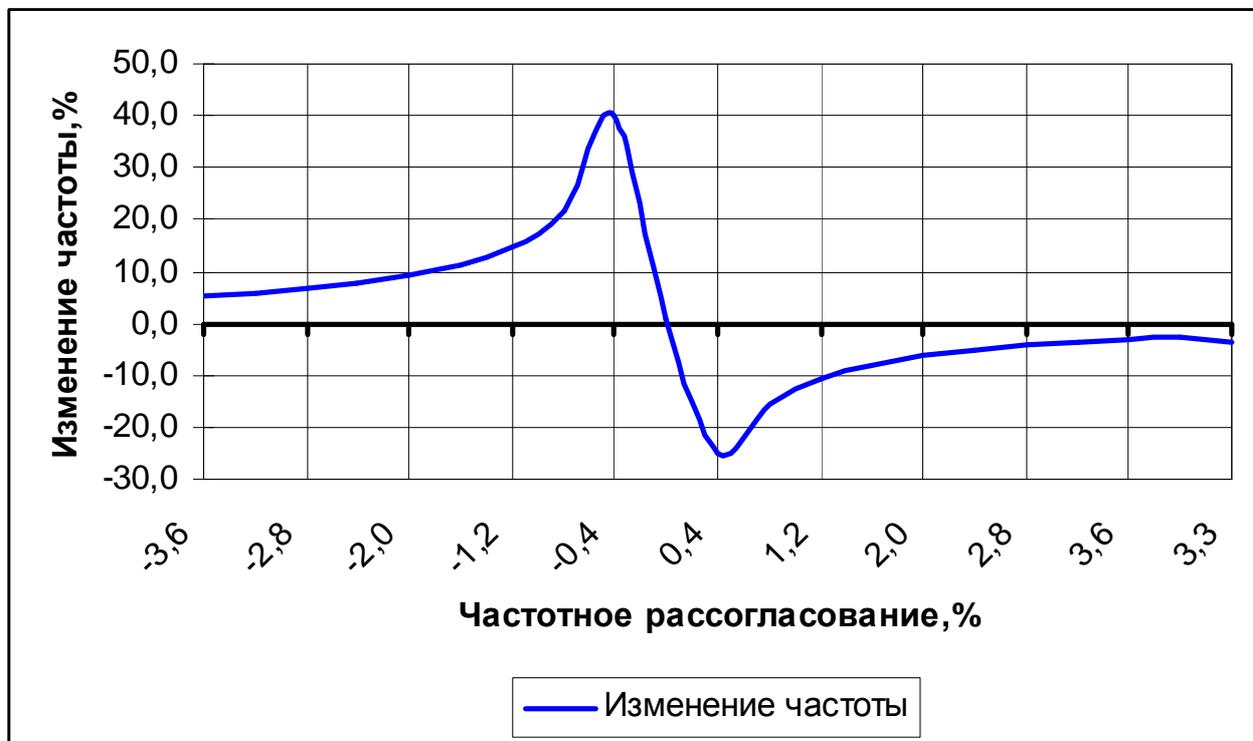


Рис. 2.29. Частотно фазовая характеристика рассмотренной системы ФАПЧ

Таким образом, предлагаемый транзисторный генератор для резонансных нагрузок оказывается максимально прост по исполнению, позволяет использовать самую современную элементную базу, что в сочетании обеспечивает высокую надежность его работы. Кроме того, использование предложенной системы фазовой автоподстройки частоты за счет прямого преобразования фазового сдвига в частотное изменение позволяет минимизировать длительность переходных процессов с одной стороны и обеспечить повышенный диапазон удержания резонансного режима при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

Поскольку пьезокерамический излучатель, являющийся нагрузкой предлагаемого генератора, характеризуется эквивалентной схемой последовательного колебательного контура, у которого в качестве активного сопротивления выступают последовательно включенные сопротивление потерь и сопротивление технологической нагрузки, очевидно, что в согласованном режиме при работе на частотах, близких к резонансной, эквивалентное сопротивление излучателя, как нагрузки выходного трансформатора генератора, будет изменяться в очень широких пределах в зависимости от величины технологической нагрузки. То есть при отсутствии технологической нагрузки (режим холостого хода) эквивалентное сопротивление излучателя мало и добротность велика, а при значительной технологической нагрузке (так, например, при чистке в жидкой среде большой активной поверхностью ультразвукового инструмента) эквивалентное сопротивление излучателя может вырасти более чем на порядок, а добротность соответственно сильно уменьшиться. Очевидна необходимость адаптации режима работы системы автоподстройки частоты к изменяющимся в широких пределах параметрам нагрузки. Предлагаемая схема генератора и обеспечивает такого рода адаптацию за счет изменения амплитуды информационного токового сигнала, поступающего с токового трансформатора при изменении добротности нагрузки. Таким образом, чем уже резонансная кривая нагрузки, тем выше уровень возникающего фазового рассогласования, тем более жестко система удерживает режим резонанса.

Предлагаемая схема имеет следующие преимущества перед известными:

- использование стандартной схемы транзисторного инвертора на современной элементной базе и управляющего драйвера, включаемого по типовой схеме, обеспечивает схемную простоту и высокую надежность генератора в целом, а применение предлагаемой исключительно простой системы фазовой автоподстройки частоты позволяет сохранить высокую надежность устройства даже при придании ему новых важных функций;

- применение внутреннего сигнала генератора (с конденсатора времязадающей RC-цепи драйвера), в качестве одного из сравниваемых по фазе, обеспечивает возможность прямого преобразования фазового сдвига в частотное изменение выходного сигнала генератора;

- наконец, применение предлагаемой системы позволяет адаптировать работу генератора к условиям изменяющейся добротности резонансной нагрузки.

Для обеспечения необходимых параметров выходной мощности генератора, при различных значениях нагрузки, что и составляет основную особенность ультразвуковых излучателей, хоть магнитострикционных, хоть пьезокерамических, необходима система регулирования постоянного напряжения, питающего силовой транзисторный инвертор, мостового или полумостового типа. Наиболее широко с этой целью применяются понижающие DC/DC – преобразователи.

Классическая схема понижающего DC/DC-преобразователя (в англоязычной литературе - DC/DC Buck Converter или Step-Down Converter) состоит из ШИМ-генератора, силового транзистора, выпрямительного диода Шоттки, накопительной катушки индуктивности и фильтрующего конденсатора. Схема понижающего преобразователя с целью повышения его КПД была усовершенствована: выпрямительный диод был заменен ключевым транзистором, работающим синхронно с основным силовым транзистором. По этой причине преобразователи, построенные по такой схеме, принято называть синхронными преобразователями или преобразователями с синхронным выпрямлением (Synchronous Rectified Step-Down Converter) (рис. 2.30).

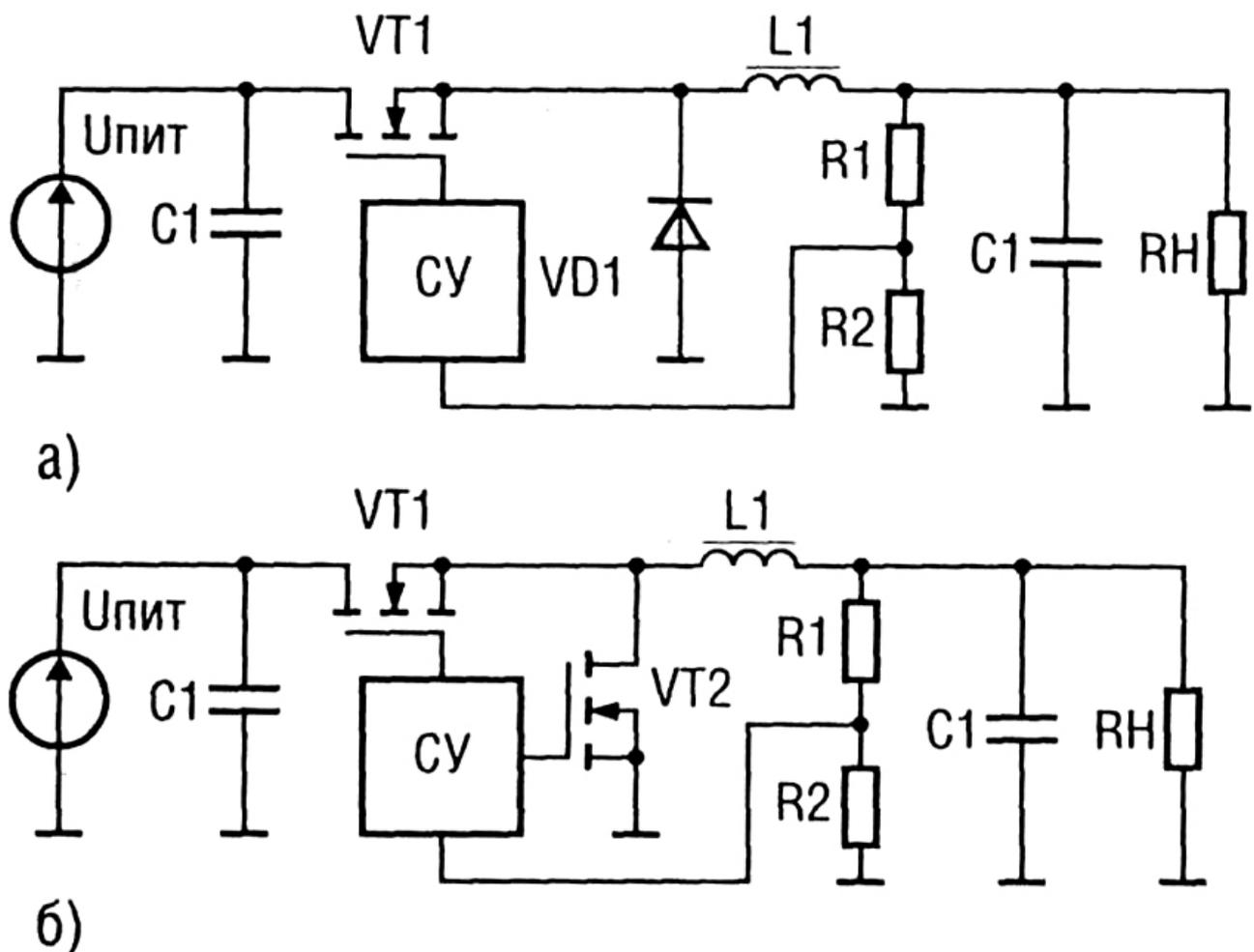


Рис.2.30. Упрощенная схема понижающего с диодом Шоттки (а) и синхронного (б) DC/DC преобразователя

Повышение КПД синхронного преобразователя стало возможным благодаря тому, что на «выпрямительном» транзисторе VT2 падение напряжения может быть ниже, чем на диоде Шоттки (при равных токах). Кроме того, возможно формирование на выходе более низкого напряжения, чем у преобразователя с диодом Шоттки. Другая особенность заключается в том, что преобразователь с синхронным выпрямлением работает только в режиме непрерывных токов, что объясняется возможностью МДП-транзистора проводить ток в обоих направлениях. Аналогичными свойствами обладают и повышающие синхронные DC/DC-преобразователи (Synchronous Rectified Step-Up Converter или Synchronous Rectified Boost Converter).

В современные преобразователи, кроме упомянутых выше узлов, производители, как правило, встраивают различные защитные узлы, контролируемые входное/выходное напряжение и токи силовых цепей, управление запуском («мягкий» старт) и режимом работы (перевод в «спящий» режим) через выделенный вывод ИС.

В зависимости от мощности DC/DC-преобразователя возможно законченное, «однокристальное» решение, с включением в состав ИС силовых цепей - ключевых транзисторов и/или выпрямительного диода.

В настоящее время такие преобразователи, рассчитанные в основном на стабилизацию выходного параметра, выпускаются рядом западных фирм, в частности, американской компанией Monolithic Power Systems (MPS). Применение их напрямую для процессов регулирования выходного параметра в генераторах для УЗМА в настоящее время невозможно, поскольку, во-первых, они рассчитаны на низкое входное/выходное напряжение (несколько десятков вольт) и, во-вторых, как уже указывалось, рассчитаны на стабилизацию, а не на регулирование и управление выходным параметром. Для достижения необходимого результата, на базе новых схемотехнических решений, за счет использования возможностей предоставляемых MOSFET – транзисторами и драйверами предложено новое решение понижающего высоковольтного DC/DC преобразователя с функциями, как стабилизации, так и управления. На рисунке 2.31. приведена схема понижающего преобразователя.

В качестве системы управления ключевым транзистором используется драйвер нижнего ключа. Логика работы силового MOSFET транзистора – широтно-импульсное модулирование – осуществляется благодаря использованию оптронных транзисторов VE1 – VE2, включенных встречно-параллельно через развязывающие диоды VD3 – VD4 к части время задающего резистора R4, встроенного в драйвер внутреннего генератора. Такое схемное решение обеспечивает формирование необходимой регулировочной характеристики. Одна ветвь характеристики формируется за счет работы одного оптрона, а другая ветвь – за счет работы второго оптрона.

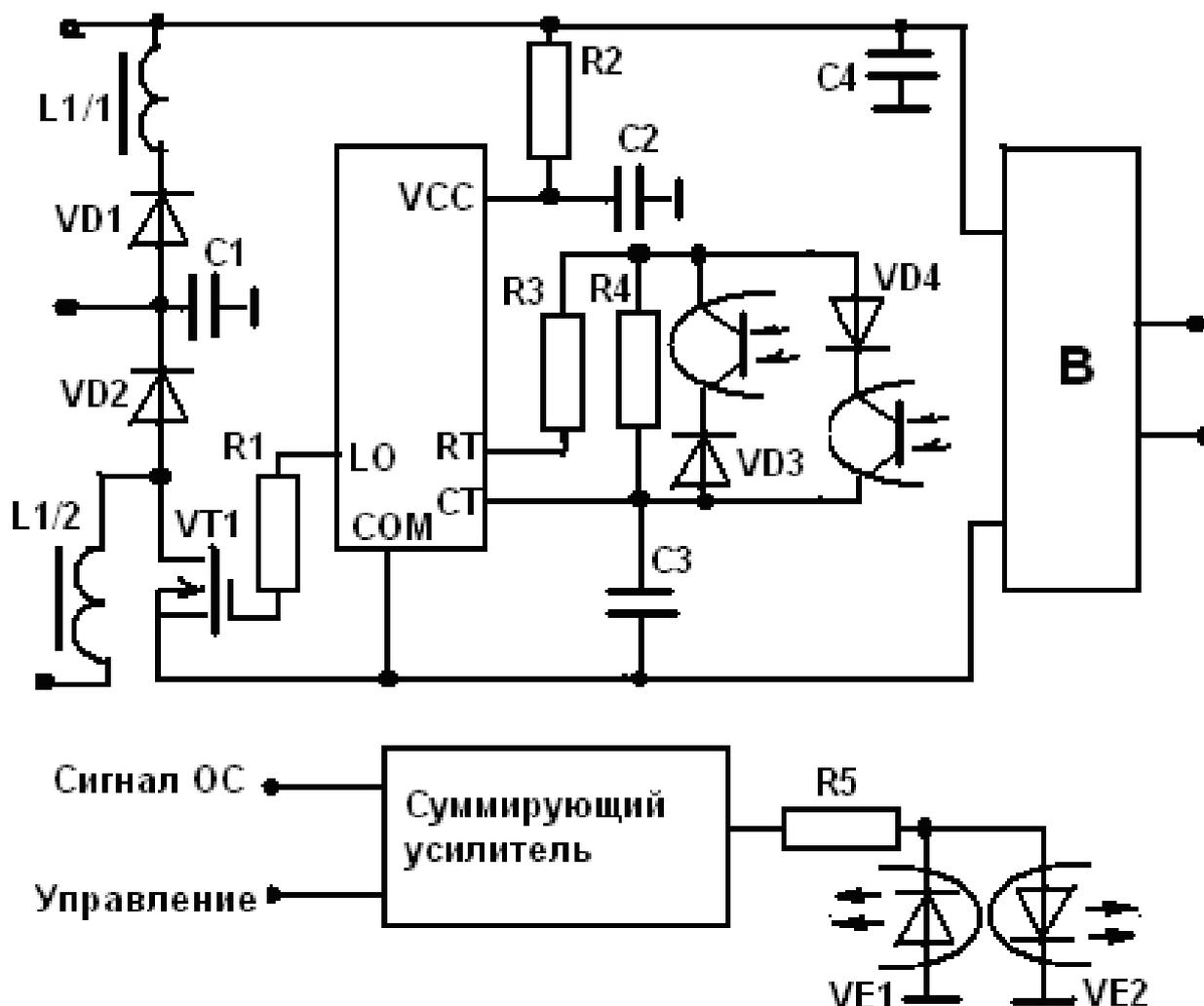


Рис. 2.31. Схема высоковольтного DC/DC преобразователя для использования в УЗ аппаратуре

Такой вариант высоковольтного DC/DC преобразователя выгодно отличается от других схемных решений простотой, использованием в качестве управляющей системы стандартного драйвера и оптронной развязкой канала формирования сигнала рассогласования и управляющей силовым ключевым элементом системы.

При подаче на входы суммирующего усилителя разнополярных сигналов: обратной связи и управления (или стабилизации), на выходе его формируется разностный сигнал, управляющий светодиодами двух встречно-параллельно включенных оптронных транзисторов $VE1, VE2$. В зависимости от полярности разностного сигнала включается либо транзистор оптопары $VE1$, либо транзистор оптопары $VE2$, влияя на длительность соответствующего полупериода выходного сигнала драйвера. Выходной дроссель $L1$ выполнен двухобмоточным для снижения величин выбросов напряжения на транзисторе $VT1$ в моменты переключений.

С другой стороны, более совершенным схемным решением является синхронный DC/DC преобразователь, который также может быть выполнен в высоковольтном варианте, как показано на рисунке 2.32.

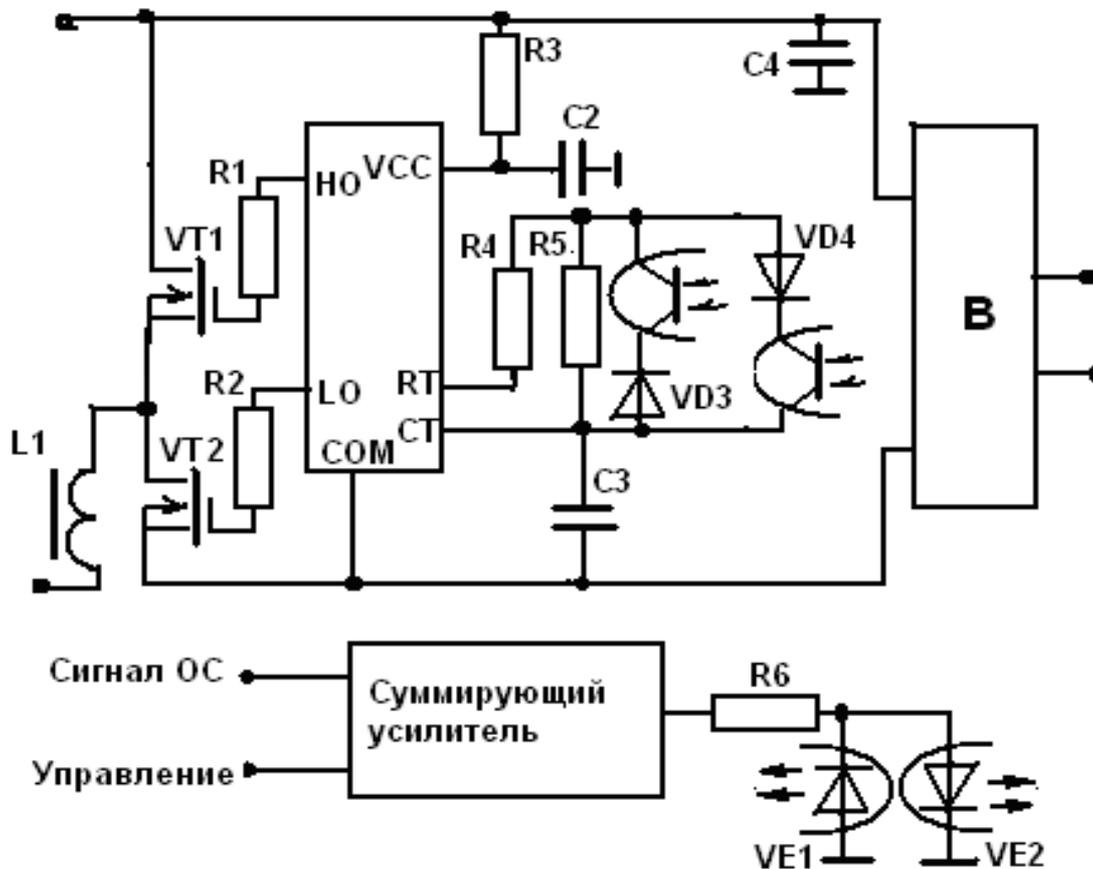


Рис. 2.32. Высоковольтный синхронный DC/DC преобразователь для УЗ аппаратуры

В этом случае используется полностью полумостовой драйвер, тогда как в рассмотренном ранее варианте достаточно лишь драйвера нижнего ключа. Кроме того, в схеме синхронного DC/DC преобразователя вместо диодов VD1, VD2 используется верхний транзистор полумоста.

Инерционные свойства DC/DC преобразователя при возмущении на его входе определяются параметрами LC - фильтра, частотой коммутации, инерционностью цепи обратной связи и статическими регулировочными характеристиками.

Одним из основных параметров, определяющих режим работы и частоту преобразования DC/DC преобразователя для УЗ аппаратуры, является диапазон изменения технологической нагрузки. При принятом для УЗ аппаратуры методе возбуждения ультразвукового пьезокерамического излучателя (на резонансной частоте последовательной эквивалентной схемы) диапазон изменения нагрузки характеризуется двумя крайними значениями:

– режимом холостого хода или отсутствия нагрузки. Этот режим соответствует минимальному значению активного нагрузочного сопротивления, равно-

го сопротивлению потерь электроакустической системы. В зависимости от мощности и частоты, используемого пьезоизлучателя с волноводом инструментом и, возможно, с бустером, эта величина составляет от единиц до десятков Ом;

– режимом максимальной нагрузки. Он зависит от конкретного технологического процесса и, тем самым, является показателем, непосредственно связанным с основными параметрами электроакустической системы УЗ аппаратуры: мощностью пьезоизлучателя, а следовательно, его весогабаритными показателями, площадью активного взаимодействия волновода-инструмента и технологической среды, амплитудой рабочего воздействия на технологическую среду. В зависимости от всех этих факторов, максимальная нагрузка в приведении ее к сопротивлению потерь в излучателе может составлять от 1,1 до 30-50.

Кроме того, на режим работы и выбор оптимальной частоты преобразования влияет требуемый диапазон изменения (регулирования) технологического параметра – обычно для УЗ аппаратуры такими параметрами выступают амплитуда колебаний рабочего окончания волновода-инструмента или его колебательная скорость. Стандартное требование для большей части ультразвуковых аппаратов – возможность регулирования в пределах 50% от максимального значения выходного параметра, хотя есть и более жесткие требования, особенно когда аппарат предполагается использовать в различных технологиях. Поэтому требования к универсальным аппаратам всегда более жесткие, чем к аппаратам узкоспециализированным.

Статическая регулировочная характеристика DC/DC преобразователя:

$$U_{вых} = U_{ex} k_{рег} = U_{ex} \frac{t_1}{T}, \quad (2.15)$$

где t_1, T - временные параметры сигнала управления DC/DC преобразователе.

Динамический диапазон $U_{вых}$ должен обеспечивать:

– компенсацию колебаний сопротивления нагрузки в процессе технологического цикла от R_{min} до R_{max} ;

– возможность регулирования выходного параметра в заданном диапазоне. Как показано во второй главе, в линейных пределах использования излучателя информационным показателем технологического параметра может выступать амплитуда входного тока пьезоизлучателя. Тогда пределы допустимого изменения выходного технологического параметра эквивалентны допустимым пределам изменения входного тока I_{max} и I_{min} .

Соответственно, динамический диапазон $U_{вых}$:

$$\frac{U_{вых.max}}{U_{вых.min}} = \frac{I_{max} R_{max}}{I_{min} R_{min}} = \frac{T}{t_{1.min}}. \quad (2.16)$$

Из полученного выражения довольно просто определить максимально допустимую частоту преобразования DC/DC преобразователя, обеспечивающую требуемый условиями технологического процесса динамический диапазон изменения выходного напряжения преобразователя:

$$f_{np.max} = \frac{1}{T} = \frac{I_{min} R_{min}}{t_{1.min} I_{max} R_{max}}. \quad (2.17)$$

При использовании в качестве системы управления DC/DC преобразователем схемы стандартного драйвера (нижнего ключа или полумоста), величина $t_{1.min}$ будет определяться значением так называемого «мертвого времени» («deadtime»), которое введено в MOSFET драйверы в качестве функции обеспечения безопасности переключения силовых транзисторов, для исключения режимов сквозных токов.

Одним из вариантов комплексного использования новых технологических решений (MOSFET и IGBT) является ультразвуковой генератор многоцелевого аппарата «ЯРУС», серийно выпускаемого Омским заводом «Автоматика». Он содержит полумостовой транзисторный инвертор, выполненный на MOSFET- транзисторах, управляемый типовым драйвером, модернизированным для управления полумостом с резонансными нагрузками. Кроме того, он содержит силовой неуправляемый выпрямитель и управляемый DC/DC преобразователь, выход которого обеспечивает напряжение питания полумостового инвертора. Такое построение схемы генератора обеспечивает широкие возможности как по частотному, так и амплитудному регулированию выходных параметров, что делает эту схему крайне привлекательной при использовании различных технологических процессах, идущих с применением ультразвука. Внешний вид генератора показан на рис 2.33.

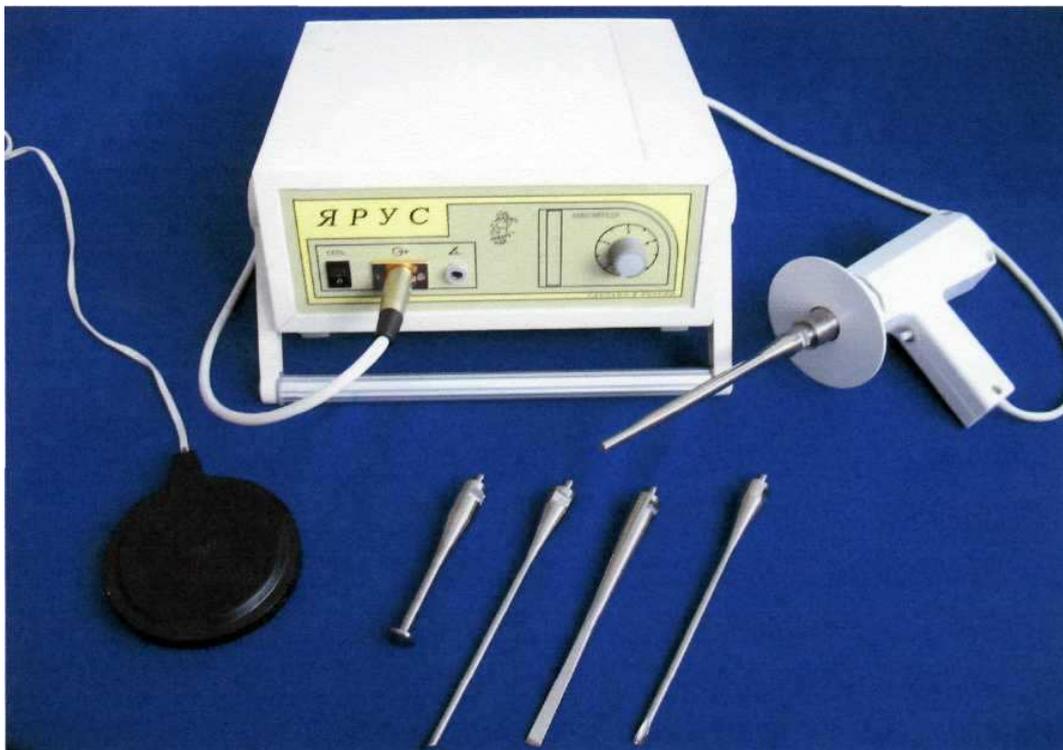


Рис. 2.33. Внешний вид аппарата «ЯРУС»

Также выпускается упрощенный вариант подобного аппарата, предназначенный для точечной сварки различных ленточных термопластичных материалов до 5мм толщиной. Это ультразвуковой технологический аппарат для сварки УЗСП9 «СВАРОГ», внешний вид которого приведен на рис. 2.34.



Рис. 2.34. Внешний вид аппарата УЗСП-9 «СВАРОГ»

3. Ультразвуковой инструмент для синтеза полимерных композиционных материалов

3.1 Методика расчета ультразвукового инструмента для синтеза полимерных композиционных материалов

Известны методики расчета ультразвуковых инструментов для различных технологических процессов обработки материала [24, 31, 43, 72, 78]. Так, на кафедре «Технология сварки и диагностики» МВТУ им. Н.Э. Баумана разработана методика расчета ультразвуковых инструментов с большой протяженностью сварочного ножа для сварки синтетических волокнистых материалов (рис. 3.1).

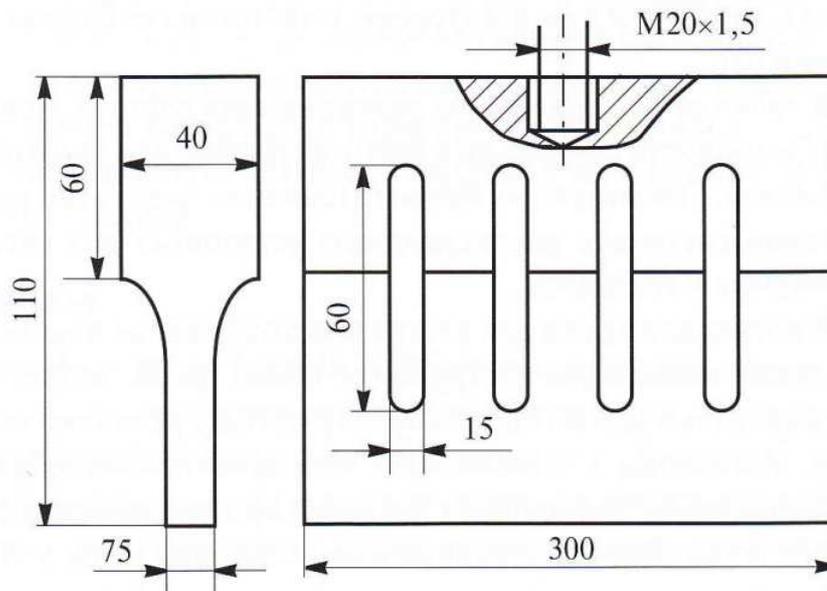


Рис. 3.1. Конструкция ножевого ультразвукового инструмента

Метод позволяет при проектировании рабочего инструмента учитывать поперечные размеры стержня при определении резонансной длины и положения узла колебательной скорости и уменьшить разброс значений амплитуды на торце инструмента.

В тоже время, исследования, выполненные авторами [49, 51, 54, 57, 58], показали, что устойчивость колебаний ультразвуковых систем, используемых при обработке материалов, зависит от характера и величины технологической нагрузки, от форм и размеров ультразвуковой системы.

Известные методики не в полной мере учитывают влияние технологической нагрузки на работу акустической системы, в частности, при прессовании полимерных материалов.

В связи с вышеизложенным, авторами предложена новая методика расчета акустических параметров ультразвуковой системы, предназначенной для прессования полимеров.

Стержневая колебательная система, связанная с источником колебаний, является для данного источника механическим сопротивлением [87]. Это сопротивление, называемое входным – $Z_{вх}$, зависит от материала, из которого из-

готовлен ультразвуковой инструмент и величины самой технологической нагрузки z_n . В общем случае величина z_n является комплексной

$$z_n = R_n + ix_n, \quad (3.1)$$

где R_n – активная составляющая сопротивления нагрузки, которая вызывается диссипацией энергии в озвучиваемом материале; x_n – реактивная составляющая сопротивления нагрузки, которая вызывается упруго-инерционной реакцией обрабатываемого материала.

Активное сопротивление нагрузки, как и диссипация энергии в материале преобразователя и ультразвуковом инструменте, изменяют уровень передаваемых к нагрузке механических колебаний (амплитуду перемещения колеблющегося рабочего торца инструмента).

Реактивная составляющая нагрузки вызывает смещение частоты ультразвуковой системы, что выводит систему из резонансного режима, увеличивает потери энергии в акустической системе, резко уменьшает амплитуду колебательной скорости рабочего торца ультразвукового инструмента. Определение величины нагрузочного и входного сопротивлений является важным звеном расчета колебательных систем и дает возможность найти необходимые акустические параметры ультразвуковой системы с учетом рабочей нагрузки и тем самым увеличить устойчивость колебательной системы при выполнении технологических операций.

Рассмотрим продольные колебания стержня постоянного сечения, один конец которого свободен, другой нагружен. Дифференциальное уравнение распространения продольных волн имеет вид:

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(E \cdot F \frac{\partial W}{\partial z} \right) = \rho \cdot F \frac{\partial^2 W}{\partial t^2}, \quad (3.2)$$

где $W(z, t)$ – функция пропорциональная смещению и времени, $F(z)$ – произвольно меняющаяся по координате z площадь поперечного сечения, ρ – плотность материала стержня, E – модуль Юнга материала стержня, t – время.

Дифференциальное уравнение (3.2) линейное однородное, поэтому используя метод Фурье, ищем общее решение в виде произведения двух функций

$$W(z, t) = x(z) \cdot T(t), \quad (3.3)$$

где $x(z)$ – функция пропорциональная смещению, $T(t)$ – функция пропорциональная времени.

Подставив выражение (3.3) в (3.2), получим

$$\frac{(F \cdot X')'}{F \cdot X} = \frac{T''}{c^2 \cdot T}, \quad (3.4)$$

где $c^2 = \frac{E}{\rho}$ – квадрат скорости звука в материале.

В правую и левую части уравнения входят функции независимых переменных, поэтому равенство возможно лишь в том случае, когда каждая и функция константа. Обозначим эту константу – λ^2 .

Уравнение (2.4) распадается на два уравнения:

$$T'' + c^2 \cdot \lambda^2 \cdot T = 0, \quad (3.5)$$

$$(F \cdot X')' + \lambda^2 \cdot F \cdot X = 0. \quad (3.6)$$

Уравнение (3.5) – дифференциальное уравнение гармонических колебаний. Решение уравнения будет следующим:

$$T = C \cdot \cos(c \cdot \lambda \cdot t) + D \cdot \sin(c \cdot \lambda \cdot t). \quad (3.7)$$

Очевидно, что $c \cdot \lambda$ есть ничто иное как круговая частота $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, где f – частота колебаний. Константу λ называют волновым числом:

$$\lambda = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c}. \quad (3.8)$$

Уравнение (5.6) можно переписать

$$F \cdot X'' + F' \cdot X' + \lambda^2 \cdot F \cdot X = 0. \quad (3.9)$$

Уравнение (3.9) имеет различные решения в зависимости от закона изменения площади поперечного сечения стержня. В том случае, если стержень имеет экспоненциальный закон изменения площади поперечного сечения

$$F(z) = F_0 \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot z},$$

где F_0 – начальная площадь стержня, z – координата сечения по длине стержня, α – показатель экспоненты.

Уравнение (3.9) принимает вид

$$X'' - 2 \cdot \alpha \cdot X' + \lambda^2 \cdot X = 0. \quad (3.10)$$

Общее решение этого уравнения при $\lambda > \alpha$ будет:

$$X(z) = e^{\alpha \cdot z} (A \cdot \cos(\beta \cdot \lambda \cdot z) + B \cdot \sin(\beta \cdot \lambda \cdot z)), \quad (3.11)$$

где $\beta = \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{\lambda^2}}$, A и B – постоянные интегрирования.

Рассмотрим расчет комбинированного волновода переменного сечения, состоящего из трех участков с различными показателями экспоненты α , воздействующего на упругую опору (рис. 3.2). Функция, описывающая закон изменения площади поперечного сечения на каждом участке является непрерывной:

$$F(z) = \begin{cases} F_{10} \cdot e^{-2 \cdot \alpha_1 \cdot z_1}; & 0 < z_1 \leq L_1 \\ F_{20} \cdot e^{-2 \cdot \alpha_2 \cdot z_2}; & L_1 < z_2 \leq L_2 \\ F_{30} \cdot e^{-2 \cdot \alpha_3 \cdot z_3}; & L_2 < z_3 \leq L_3 \end{cases}. \quad (2.12)$$

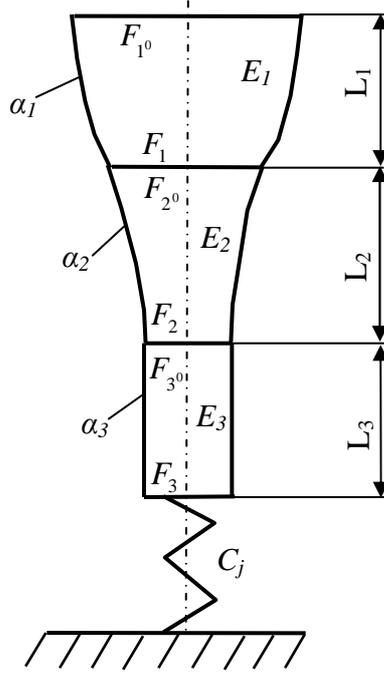


Рис. 3.2. Комбинированный волновод

Тогда собственную функцию $X(z)$ можно представить в виде

$$X(z) = \begin{cases} e^{\alpha_1 z_1} (A_1 \cdot \cos(\beta_1 \cdot \lambda_1 \cdot z_1) + B_1 \cdot \sin(\beta_1 \cdot \lambda_1 \cdot z_1)) \\ e^{\alpha_2 z_2} (A_2 \cdot \cos(\beta_2 \cdot \lambda_2 \cdot z_2) + B_2 \cdot \sin(\beta_2 \cdot \lambda_2 \cdot z_2)) \\ e^{\alpha_3 z_3} (A_3 \cdot \cos(\beta_3 \cdot \lambda_3 \cdot z_3) + B_3 \cdot \sin(\beta_3 \cdot \lambda_3 \cdot z_3)). \end{cases} \quad (3.13)$$

Постоянные интегрирования A_i, B_i находятся из граничных условий

$$X_1'(0) = 0, \quad (3.14)$$

$$E_3 F_3 X_3'(L_3) = -C_j X_3(L_3), \quad (3.15)$$

и условий непрерывности перемещений и усилий

$$X_1(L_1) = X_2(L_1); \quad E_1 F_1 X_1'(L_1) = E_2 F_2 X_2'(L_1); \quad (3.16)$$

$$X_2(L_2) = X_3(L_2); \quad E_2 F_2 X_2'(L_2) = E_3 F_3 X_3'(L_2), \quad (3.17)$$

где E_1, E_2, E_3 – модули Юнга материалов участков стержня, C_j – жесткость упругой опоры.

Получаем системы однородных алгебраических уравнений:

$$\alpha_1 A_1 + \beta_1 \lambda_1 B_1 = 0, \quad (3.18)$$

$$e^{\alpha_3 L_3} [(-\beta_3 \lambda_3 A_3 \sin(\beta_3 \lambda_3 L_3) + \beta_3 \lambda_3 B_3 \cos(\beta_3 \lambda_3 L_3)) + \alpha_3 (A_3 \cos(\beta_3 \lambda_3 L_3) + B_3 \sin(\beta_3 \lambda_3 L_3))] = \\ = \frac{-C_j}{E_3 F_3} e^{\alpha_3 L_3} (A_3 \cos(\beta_3 \lambda_3 L_3) + B_3 \sin(\beta_3 \lambda_3 L_3)), \quad (3.19)$$

$$e^{\alpha_1 L_1} (A_1 \cos(\beta_1 \lambda_1 L_1) + B_1 \sin(\beta_1 \lambda_1 L_1)) = A_2, \quad (3.20)$$

$$e^{\alpha_2 L_2} (A_2 \cos(\beta_2 \lambda_2 L_2) + B_2 \sin(\beta_2 \lambda_2 L_2)) = A_3, \quad (3.21)$$

$$\frac{E_1 F_1}{E_2 F_2} e^{\alpha_1 L_1} [\alpha_1 (A_1 \cos(\beta_1 \lambda_1 L_1) + B_1 \sin(\beta_1 \lambda_1 L_1)) + (-\beta_1 \lambda_1 A_1 \sin(\beta_1 \lambda_1 L_1) + \beta_1 \lambda_1 B_1 \cos(\beta_1 \lambda_1 L_1))] = \\ = \alpha_2 A_2 + B_2 \beta_2 \lambda_2,$$

$$\begin{aligned} & \frac{E_2 F_2}{E_3 F_{3^0}} e^{\alpha_2 L_2} [\alpha_2 (A_2 \cos(\beta_2 \lambda_2 L_2) + B_2 \sin(\beta_2 \lambda_2 L_2)) + (-\beta_2 \lambda_2 A_2 \sin(\beta_2 \lambda_2 L_2) + \beta_2 \lambda_2 B_2 \cos(\beta_2 \lambda_2 L_2))] = \\ & = \alpha_3 A_3 + B_3 \beta_3 \lambda_3. \end{aligned}$$

Выражая постоянные интегрирования A_i, B_i через A_1 получим:

$$\begin{aligned} B_1 &= -A_1 \alpha_1 / \beta_1 \lambda_1, \\ A_2 &= A_1 e^{\alpha_1 L_1} \cdot a, \\ B_2 &= -A_1 e^{\alpha_1 L_1} \cdot b / \beta_2 \lambda_2, \\ A_3 &= A_1 e^{\alpha_1 L_1} e^{\alpha_2 L_2} \cdot h, \\ B_3 &= -A_1 e^{\alpha_1 L_1} e^{\alpha_2 L_2} \cdot d / \beta_3 \lambda_3, \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\text{где } a = \cos(\beta_1 \lambda_1 L_1) - \frac{\alpha_1}{\beta_1 \lambda_1} \sin(\beta_1 \lambda_1 L_1);$$

$$b = \frac{E_1 F_1}{E_2 F_{2^0}} \beta_1 \lambda_1 (\sin(\beta_1 \lambda_1 L_1) + \frac{\alpha_1}{\beta_1 \lambda_1} \cos(\beta_1 \lambda_1 L_1)) - a \cdot (\alpha_1 \frac{E_1 F_1}{E_2 F_{2^0}} - \alpha_2);$$

$$h = a \cdot \cos(\beta_2 \lambda_2 L_2) - \frac{b}{\beta_2 \lambda_2} \sin(\beta_2 \lambda_2 L_2); \quad (3.23)$$

$$d = \frac{E_2 F_2}{E_3 F_{3^0}} \beta_2 \lambda_2 (a \cdot \sin(\beta_2 \lambda_2 L_2) + \frac{b}{\beta_2 \lambda_2} \cos(\beta_2 \lambda_2 L_2)) - h \cdot (\alpha_2 \frac{E_2 F_2}{E_3 F_{3^0}} - \alpha_3).$$

Из уравнения (3.19) с учетом выражений (3.22) и (3.23) можно в явном виде получить зависимость L_3 от L_1 и L_2 при заданных $\beta_1 \lambda_1, \beta_2 \lambda_2, \beta_3 \lambda_3$

$$L_3 = \frac{1}{\beta_3 \lambda_3} \operatorname{arctg} \left[\frac{h \cdot (\alpha_3 + \psi) - d}{h \cdot \beta_3 \lambda_3 + \frac{d}{\beta_3 \lambda_3} (\alpha_3 + \psi)} \right], \quad (3.24)$$

$$\text{где } \psi = \frac{C_j \cdot m \omega}{E_3 \cdot F_3}.$$

Таким образом, задавая значения L_1 и L_2 , мы можем определить L_3 из условия резонанса системы в целом с учетом жесткости упругой опоры C_j . Перепишем выражения (2.23) следующим образом

$$\begin{aligned} K_2 &= a = \cos(\beta_1 \lambda_1 L_1) - \frac{P_1}{\beta_1 \lambda_1} \sin(\beta_1 \lambda_1 L_1), \\ P_2 &= b = \frac{E_1 F_1}{E_2 F_{2^0}} \beta_1 \lambda_1 (K_1 \sin(\beta_1 \lambda_1 L_1) + \frac{P_1}{\beta_1 \lambda_1} \cos(\beta_1 \lambda_1 L_1)) - K_2 \cdot (\alpha_1 \frac{E_1 F_1}{E_2 F_{2^0}} - \alpha_2), \\ K_3 &= h = K_2 \cdot \cos(\beta_2 \lambda_2 L_2) - \frac{P_2}{\beta_2 \lambda_2} \sin(\beta_2 \lambda_2 L_2), \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$P_3 = d = \frac{E_2 F_2}{E_3 F_{3^0}} \beta_2 \lambda_2 (K_2 \cdot \sin(\beta_2 \lambda_2 L_2) + \frac{P_2}{\beta_2 \lambda_2} \cos(\beta_2 \lambda_2 L_2)) - K_3 \cdot (\alpha_2 \frac{E_2 F_2}{E_3 F_{3^0}} - \alpha_3),$$

$$\text{где } K_1 = 1, P_1 = \alpha_1.$$

Тогда выражение (3.24) будет выглядеть следующим образом

$$L_3 = \frac{1}{\beta_3 \lambda_3} \operatorname{arctg} \left[\frac{K_3(\alpha_3 + \psi) - P_3}{K_3 \beta_3 \lambda_3 + \frac{P_3}{\beta_3 \lambda_3}(\alpha_3 + \psi)} \right]. \quad (3.26)$$

Коэффициент усиления данного волновода можно рассчитать по следующей формуле

$$K_y = \frac{X_3(L_3)}{X_1(0)} = e^{\alpha_1 L_1} e^{\alpha_2 L_2} e^{\alpha_3 L_3} \left(K_3 \cos(\beta_3 \lambda_3 L_3) - \frac{P_3}{\beta_3 \lambda_3} \sin(\beta_3 \lambda_3 L_3) \right). \quad (3.27)$$

Используя зависимость (3.13) для функции $X(z)$ и выражения (3.25) получим формулы для определения деформаций

$$A_1 e^{\alpha_1 z} \left[K_1 (\alpha_1 \cos(\beta_1 \lambda_1 z) - \beta_1 \lambda_1 \sin(\beta_1 \lambda_1 z)) - \frac{P_1}{\beta_1 \lambda_1} (\alpha_1 \sin(\beta_1 \lambda_1 z) + \beta_1 \lambda_1 \cos(\beta_1 \lambda_1 z)) \right], \quad (3.28)$$

при условии $0 < z \leq L_1$;

$$A_1 e^{\alpha_1 L_1} e^{\alpha_2 z} \left[K_2 (\alpha_2 \cos(\beta_2 \lambda_2 z) - \beta_2 \lambda_2 \sin(\beta_2 \lambda_2 z)) - \frac{P_2}{\beta_2 \lambda_2} (\alpha_2 \sin(\beta_2 \lambda_2 z) + \beta_2 \lambda_2 \cos(\beta_2 \lambda_2 z)) \right],$$

при условии $L_1 < z \leq L_2$;

$$A_1 e^{\alpha_1 L_1} e^{\alpha_2 L_2} e^{\alpha_3 z} \left[K_3 (\alpha_3 \cos(\beta_3 \lambda_3 z) - \beta_3 \lambda_3 \sin(\beta_3 \lambda_3 z)) - \frac{P_3}{\beta_3 \lambda_3} (\alpha_3 \sin(\beta_3 \lambda_3 z) + \beta_3 \lambda_3 \cos(\beta_3 \lambda_3 z)) \right],$$

при условии $L_2 < z \leq L_3$

Также можно рассчитать координаты сечений для каждого из участков стержня, в которых амплитуда смещения равна нулю Z_{0i} и сечения с максимальными деформациями $E_{\max i}$

$$Z_{0i} = \frac{1}{\beta_i \lambda_i} \operatorname{arctg} \left(\frac{K_i \beta_i \lambda_i}{P_i} \right), \quad (3.29)$$

$$E_{\max i} = \frac{1}{\beta_i \lambda_i} \operatorname{arctg} \left\{ \frac{K_i [\alpha_i^2 - (\beta_i \lambda_i)^2] - P_i 2\alpha_i}{K_i 2\alpha_i \beta_i \lambda_i + \frac{P_i}{\beta_i \lambda_i} [\alpha_i^2 - (\beta_i \lambda_i)^2]} \right\}, \quad (3.30)$$

где $i=1, 2, 3$ соответственно для первого, второго и третьего участков стержня.

Необходимо отметить, что стержневой концентратор произвольной формы можно представить в виде совокупности последовательно акустически жестко соединенных элементов, площадь поперечного сечения которых меняется по экспоненциальному закону. В таком случае для стержня состоящего из n числа ступеней, площадь поперечного сечения которых меняется по экспоненциальному закону, можно в общем виде записать расчетные формулы для определения:

1) длины последней ступени ультразвукового инструмента из условия резонанса акустической системы в целом (размеры предыдущих ступеней, частота колебаний, физические свойства материала и реактивная составляющая сопротивления нагрузки полагаются известными) (рис. 3.2)

$$L_i = \frac{1}{\beta_i \lambda_i} \cdot \left\{ \arctg \left[\frac{(\alpha_i + \psi_i) \cdot K_i - P_i}{K_i \beta_i \lambda_i + \frac{P_i}{\beta_i \lambda_i} \cdot (\alpha_i + \psi_i)} \right] + \pi_n \right\}, \quad (3.32)$$

где $K_i = K_{i-1} \cdot \cos(\beta_{i-1} L_{i-1} \lambda_{i-1}) - \frac{P_{i-1}}{\beta_{i-1} \lambda_{i-1}} \cdot \sin(\beta_{i-1} L_{i-1} \lambda_{i-1})$,

$$P_i = \frac{E_{i-1} \cdot F_{i-1}}{E_i \cdot F_i} \lambda_{i-1} \beta_{i-1} (K_{i-1} \cdot \sin(\beta_{i-1} L_{i-1} \lambda_{i-1}) + \frac{P_{i-1}}{\beta_{i-1} \lambda_{i-1}} \cos(\beta_{i-1} L_{i-1} \lambda_{i-1})) - K_i \left[\frac{E_{i-1} \cdot F_{i-1}}{E_i \cdot F_i} \cdot \alpha_{i-1} - \alpha_i \right], \quad (3.33)$$

$$K_1 = 1, \quad P_1 = \alpha_1.$$

2) коэффициента усиления ультразвукового инструмента K_y и амплитудных значений продольных деформаций E_i в стержне:

$$K_y = M_i \cdot e^{\alpha_i L_i} \cdot \left(K_i \cdot \cos(\beta_i L_i \lambda_i) - \frac{P_i}{\beta_i \cdot \lambda_i} \cdot \sin(\beta_i \lambda_i L_i) \right), \quad (3.34)$$

где $M_i = M_{i-1} \cdot e^{\alpha_{i-1} L_{i-1}}$; $M_1 = 1$.

$$E_i = A_1 M_i e^{\alpha_i z} \left[\begin{array}{l} K_i (\alpha_i \cos(\beta_i \lambda_i z) - \beta_i \lambda_i \sin(\beta_i \lambda_i z)) - \\ - \frac{P_i}{\beta_i} (\alpha_i \cdot \sin(\beta_i \lambda_i z) + \beta_i \lambda_i \cdot \cos(\beta_i \lambda_i z)) \end{array} \right], \quad (3.35)$$

где A_1 - амплитуда в начале первого стержня ($i = 1$; $z = 0$).

3) координат сечений с максимальными деформациями $Z_{max i}$ и нулевой амплитудой Z_{0i}

$$Z_{max i} = \frac{1}{\beta_i \lambda_i} \cdot \arctg \left[\frac{K_i (\alpha_i^2 - (\beta_i \lambda_i)^2) - P_i 2\alpha_i}{K_i 2\alpha_i \beta_i \lambda_i + \frac{P_i}{\beta_i \lambda_i} (\alpha_i - (\beta_i \lambda_i)^2)} \right], \quad (3.36)$$

$$Z_{0i} = \frac{1}{\beta_i \lambda_i} \cdot \arctg \left(\frac{K_i \beta_i \lambda_i}{P_i} \right). \quad (3.37)$$

Наибольший интерес представляет зависимость (3.32), связывающая геометрию стержневой системы, свойства материала, из которых она изготовлена, частоту колебаний и величину нагрузки. Выразим в явном виде из выражения (3.32) величину реактивной составляющей нагрузки:

$$\psi_i = \frac{\frac{P_i}{K_i} \left(\frac{\alpha_i}{\beta_i \lambda_i} \operatorname{tg}(\beta_i L_i \lambda_i) + 1 \right) - (\alpha_i - \beta_i \operatorname{tg}(\beta_i L_i \lambda_i))}{1 - \frac{1}{\beta_i \lambda_i} \frac{P_i}{K_i} \operatorname{tg}(\beta_i L_i \lambda_i)}. \quad (3.38)$$

Для конкретной волноводной системы расчет по формуле (3.38) ведется путем последовательного перехода от предыдущих звеньев системы (индекс $i-1$) к последующим (индекс i), считая, что последующие звенья являются нагрузкой на предыдущие.

Реактивная составляющая нагрузки приводит к изменению частоты колебаний акустической системы. Оценить устойчивость собственной частоты ко-

лебательной системы к изменению реактивной нагрузки возможно следующим образом:

$$\Omega = \Delta\psi \left(\frac{\Delta f}{f} \right), \quad (3.39)$$

где Ω – устойчивость колебательной системы, $\Delta\psi$ – изменение реактивной составляющей нагрузки, Δf – изменение резонансной частоты акустической системы под действием нагрузки, f – частота резонанса.

Подставляем реактивную составляющую нагрузки (3.38) в выражение (3.39), получаем формулу для определения показателя частотной устойчивости ультразвукового инструмента:

$$\Omega = \frac{\frac{P_i}{K_i} \left(\frac{\alpha_i}{\beta_i \lambda_i} \operatorname{tg}(\beta_i L_i \lambda_i) + 1 \right) - (\alpha_i - \beta_i \operatorname{tg}(\beta_i L_i \lambda_i))}{1 - \frac{1}{\beta_i \lambda_i} \frac{P_i}{K_i} \operatorname{tg}(\beta_i L_i \lambda_i)} \left(\frac{\Delta f}{f} \right). \quad (3.40)$$

Очевидно, что чем больше показатель частотной устойчивости системы Ω , тем более целесообразно ее применение в технологических процессах с немонотонной нагрузкой.

Таким образом, выражение (3.32) – (3.37) позволяют произвести расчет линейных размеров, коэффициента усиления, амплитудных значений деформаций, координат опасного и нулевого сечения ультразвукового инструмента, с учетом влияния сопротивления нагрузки на его рабочем торце.

Выражения (3.38) – (3.40) позволяют исследовать колебательные системы произвольной формы, т. к. при достаточно частом разбиении форму любого ультразвукового инструмента (ступенчатого, ампульного, конического и т. д.) можно аппроксимировать прямыми и экспоненциальными отрезками, причем использование ЭВМ и разработанной программы снимает все трудности при расчете подобных волноводных систем.

Полученные в результате решения дифференциального уравнения продольных колебаний прямого стержня переменного сечения, замкнутого на реактивную нагрузку, выражения (3.32) – (3.40) позволяют:

- рассчитать акустическую волноводную систему произвольной формы с учетом реактивного сопротивления нагрузки;
- учесть влияние реактивного сопротивления нагрузки на собственную частоту колебаний волноводной системы;
- определить величину нагрузки по известному изменению собственной частоты колебаний волноводной системы в процессе ультразвуковой обработки полимерных композиционных материалов.

3.2. Экспериментальное определение влияния технологической нагрузки на частоту колебаний волновода

Для определения частотных характеристик акустического узла, необходимых для решения уравнения (3.40), исследовали влияние технологической нагрузки на изменение резонансной частоты ультразвуковой системы.

Объектом исследования являлся политетрафторэтилен (ПТФЭ), модифицированный: измельченным скрытокристаллическим графитом (СКГ), углеродным волокном (УВ) и дисульфидом молибдена (М).

Для проведения исследования влияния ультразвуковых колебаний при прессовании порошков полимерных композиционных материалов была собрана специальная установка на базе гидравлического пресса (рис. 3.3) [52, 55].

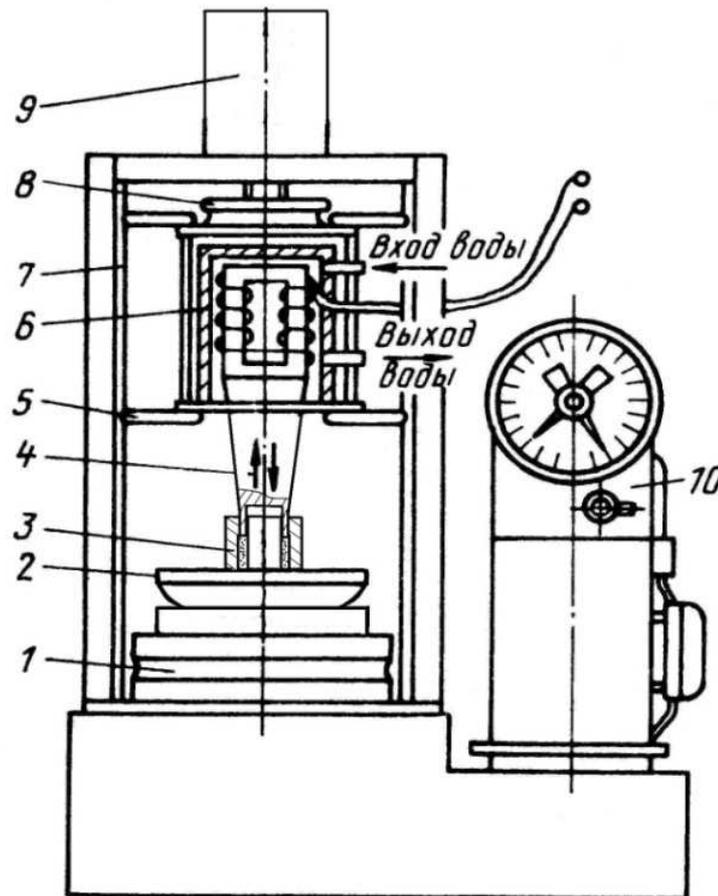


Рис. 3.3. Схема установки для прессования изделий из фторопласта с наложением ультразвуковых колебаний:

- 1 – основание; 2 – шаровая опора; 3 – пресс-форма; 4 – волновод-пуансон;
- 5 – траверса; 6 – магнитострикционный преобразователь;
- 7 – направляющая колонна; 8 – рукоятка; 9 – гидроцилиндр;
- 10 – гидравлическая система

Ультразвуковая установка состоит из двух частей: силовой и колебательной. В силовую часть установки входит гидравлический пресс МТ – 50, с максимальным усилием прессования 500 кН. Колебательная часть установки состоит из ультразвукового генератора, имеющего выходную мощность 2,5 кВт и работающий в частотном диапазоне от 17,5 до 23 КГц. В качестве источника ультразвуковых колебаний был применен магнитострикционный преобразователь с резонансной частотой 17,8 кГц. При прессовании с использованием энергии ультразвуковых колебаний порошок полимерного композиционного материала засыпается в пресс-форму (рис. 3.4), закрепленную на шаровой опоре 2.

Ультразвук включается одновременно с касанием волновода-пуансона 4 поверхности порошка. При этом ультразвуковые колебания передаются пресс-форме и всей массе порошка. После ультразвукового прессования образцы подвергаются термообработке (спеканию) при температуре 300 °С.



Рис. 3.4. Пресс-форма для изготовления подшипников скольжения

Амплитуда колебаний ультразвукового инструмента (A) и время прессования (t) были фиксированными ($A=15$ мкм, $t=90$ с). Ультразвуковое прессование порошковых композиционных материалов проводили при давлениях (P) в пределах 43-87 МПа. Оценка прочности образцов при растяжении определялась на разрывной машине Р 0,5 со скоростью деформации 20 мм/мин по ГОСТ 11262–80. Результаты исследований приведены на рисунках 3.5, 3.6, 3.7.

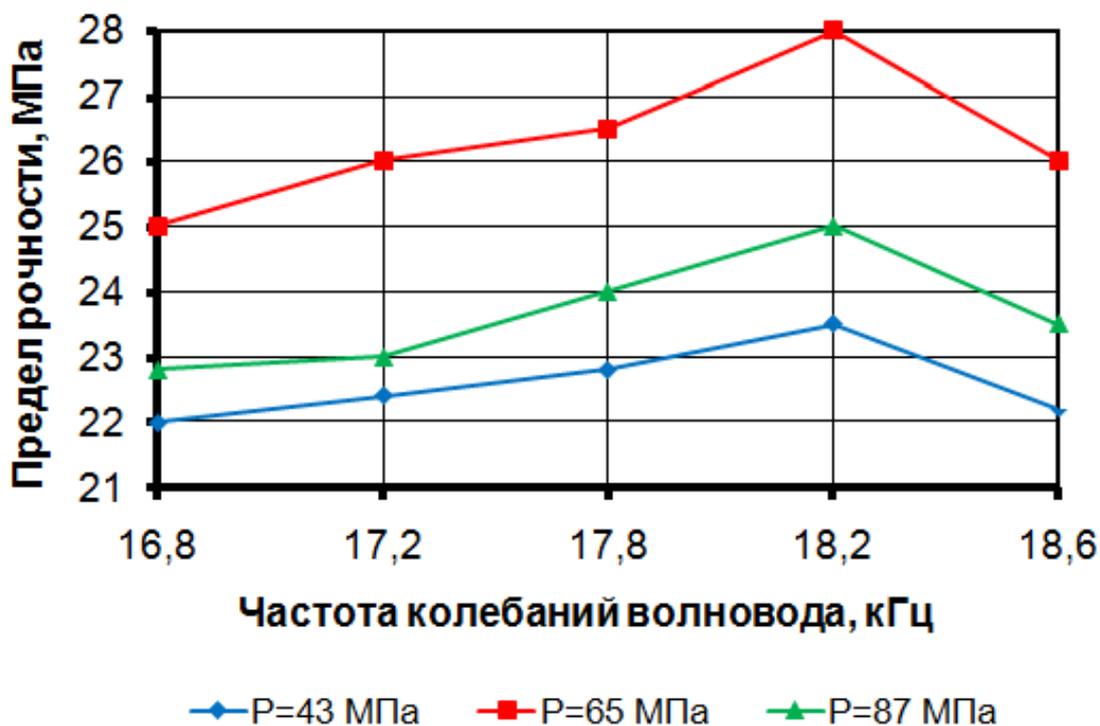


Рис. 3.5. Зависимость напряжения при разрыве от частоты колебания волновода при ультразвуковом прессовании ПКМ Ф4УВ6СКГ8М2

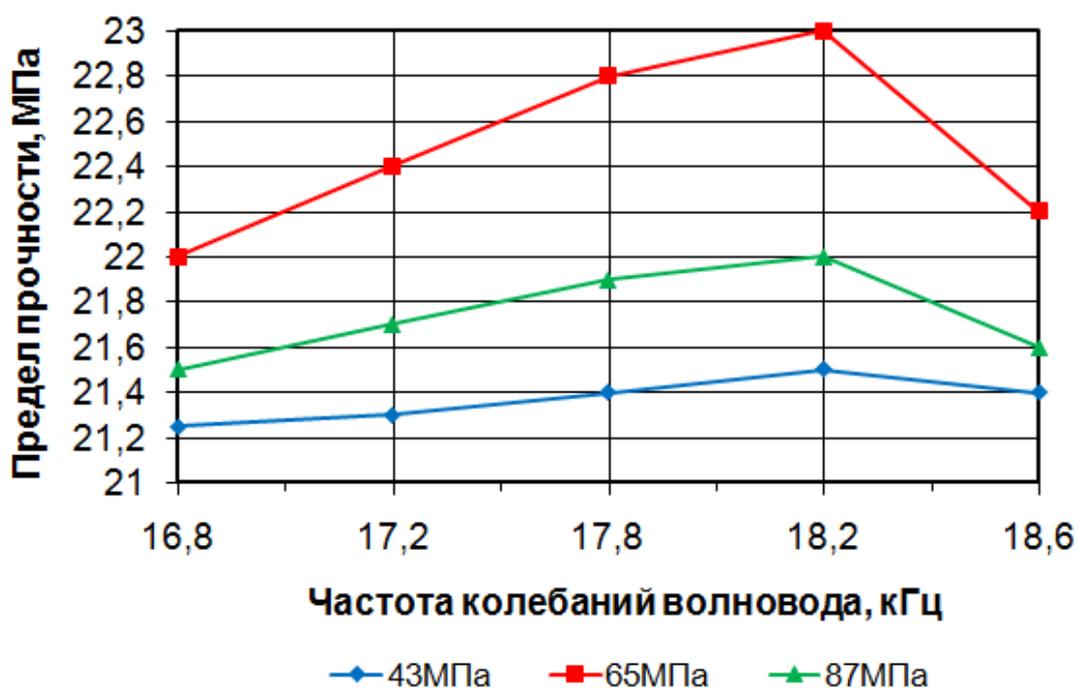


Рис. 3.6. Зависимость напряжения при разрыве от частоты колебания волновода при ультразвуковом прессовании ПКМ Ф4СКГ8

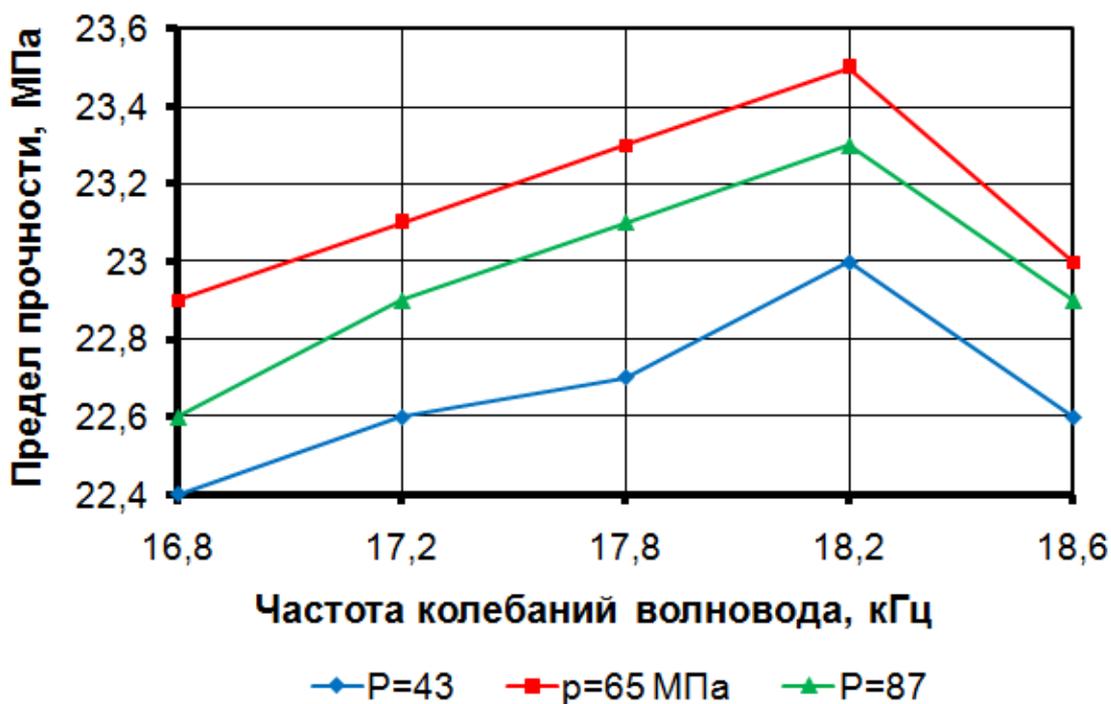


Рис. 3.7. Зависимость напряжения при разрыве от частоты колебания волновода при ультразвуковом прессовании ПКМ Ф4УВ6

Из анализа полученных результатов следует, что влияние технологической нагрузки в процессе ультразвукового прессования вызывает существенное изменение резонансной частоты колебаний акустической системы ($\Delta f = 400$ Гц). Эксперименты показали, что при прессовании на частоте, превышающей частоту

ту резонанса холостого хода на 400 Гц напряжение при разрыве выше, чем при прессовании на частоте резонанса ($f_{рез.}=17,8$ кГц).

Наиболее рациональное давление ультразвукового прессования составляет 65 МПа. С увеличением давления прессования свыше рациональной величины напряжение при разрыве уменьшается. Это связано с тем, что при увеличении давления прессования увеличивается нагрузка, действующая на акустический узел, вызывающее уменьшение амплитуды колебаний волновода в процессе ультразвукового прессования.

Подставляя определенную из экспериментов величину отклонений собственной частоты колебаний акустического узла в выражение (3.40) можно определить показатель частотной устойчивости. Ультразвуковой инструмент с большим показателем частотной устойчивости наиболее пригоден для прессования полимерных композиционных материалов на основе политетрафторэтилена.

На рисунке 3.8 приведены расчетные зависимости показателя частотной устойчивости комбинированных трехэлементных волноводных систем, экспоненциальных и ступенчатых волноводов. Видно, что показатель частотной устойчивости волновода комбинированной формы с заданным коэффициентом усиления в несколько раз превышает устойчивость экспоненциального и ступенчатого волновода, с тем же коэффициентом усиления [57].

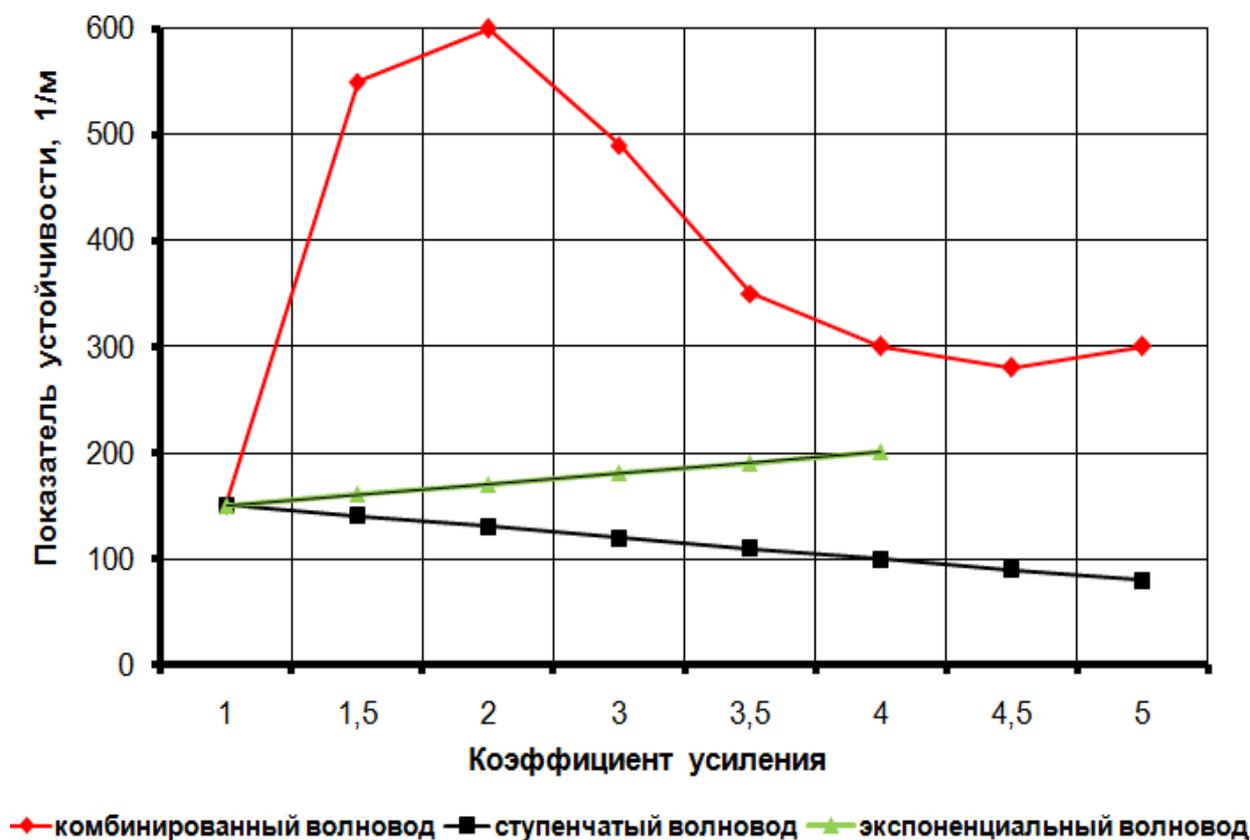


Рис. 3.8. Зависимость показателя устойчивости от коэффициента усиления

Используя данную методику, была разработана и изготовлена целая гамма ультразвуковых инструментов, для различных технологических процессов (рис.3.9, 3.10), в том числе для прессования подшипников скольжения из полимерного композиционного материала на основе политетрафторэтилена (рис. 3.11, 3.12) [36, 37, 56].



Рис. 3.9. Ультразвуковой инструмент для очистки отверстий



Рис. 3.10. Ультразвуковой инструмент для пробивки отверстий в полимерных материалах

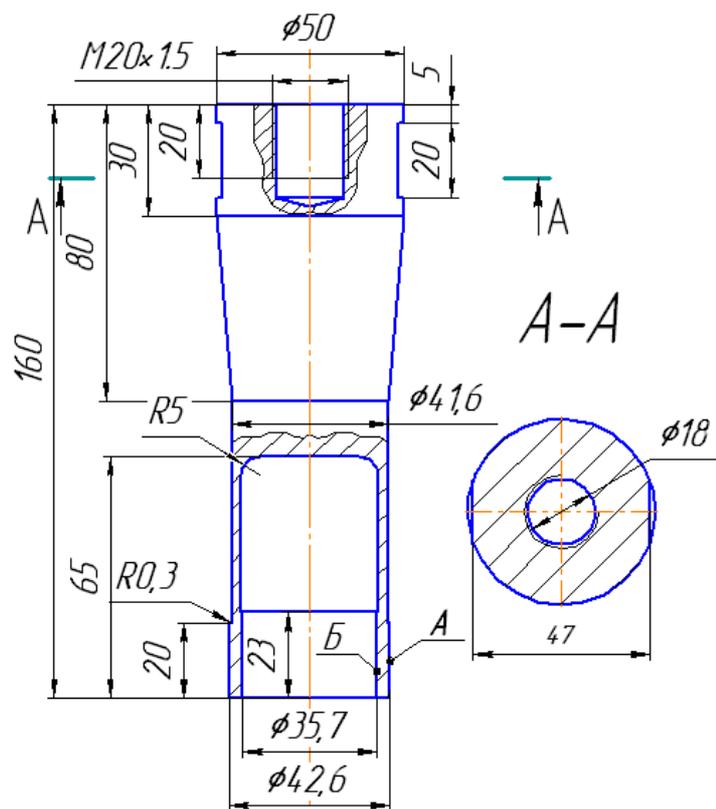


Рис. 3.12. Схема ультразвукового инструмента для прессования подшипников скольжения



Рис. 3.10. Общий вид ультразвукового инструмента для ультразвукового прессования подшипников (а) и уплотнительных втулок (б) из ПКМ

Применение полученной в результате исследований формы волноводной системы позволяет обеспечить эффективную и устойчивую работу ультразвуковой установки в целом при технологической нагрузке имеющей место при прессовании ПКМ [58].

Приведенную выше методику расчета ультразвукового инструмента с учетом упруго-инерционной нагрузки можно обобщить для сложных составных волноводов применяемых в различных технологических процессах, которые обладают рядом преимуществ по сравнению с ультразвуковыми концентраторами обычных типов.

Список литературы

1. Артамонов Б.А., Волков Ю.С., Дрожалова В.И. и др. Электрофизические и электрохимические методы обработки материалов. Учеб. пособие (в 2-х томах). Т. 1. Обработка материалов с применением инструмента/ под ред. В.П. Соломенцева.
2. Абрамов О.В., Абрамов В.О., Муллаков М.С., Артемьев В.А. Анализ эффективности передачи ультразвуковых колебаний в нагрузку // Акустический журнал. 2003. Т. 55. №6. С. 828 – 844.
3. Абрамов О.В. Воздействие мощного ультразвука на жидкие и твердые металлы.– М.: Наука, 2000. – 297 с.
4. Акопян В.Б. Основы взаимодействия ультразвука с биологическими объектами / В.Б. Акопян, Ю.А. Ершов// – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. – 225 с.
5. А.с. 524699 (СССР). Устройство для шовной ультразвуковой сварки / Л.А.Шестель и И.В.Мозговой. -1976. Бюл.№30.
6. А.с. 785051 (СССР). Устройство для шовной ультразвуковой сварки полимерных материалов / И.В.Мозговой, Л.А. Шестель, П.Г.Финаев и др. – опубл. В Б.И., 1978, №34.
7. А.с. № 651442 СССР. Высокочастотный тиристорный преобразователь. / Акодис М.М., Шипицын В.В., Новиков А.А. и др., Опубл. В БИ №9 , 1979.
8. А.с. № 756277 СССР. Статический преобразователь переменного тока в переменный. / Акодис М.М., Шипицын В.В., Новиков А.А. и др. Опубл. БИ № 28, 1980.
9. А.с. № 752695 СССР. Автономный инвертор. / Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Опубл. БИ № 28, 1980.
10. А.с. № 728095 СССР. Способ возбуждения ультразвуковых вибраторов и устройство для его реализации. / Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Опубл. БИ № 43, 1980.
11. А.с. № 625534 (СССР). Ступенчатый концентратор продольно-крутильных колебаний /П.Е.Васильев, И.А.Савицкас // Б.И.-1980.-№37.
12. А.с. № 864466 СССР. Высокочастотный тиристорный преобразователь/ Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Опубл. БИ № 34, 1981.
13. А.с. № 862339 СССР. Резонансный последовательно-параллельный инвертор. / Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Опубл. БИ № 33, 1981.
14. А.с. 806445 (СССР). Устройство для непрерывной сварки полимерных плёнок / И.В.Мозговой, В.А.Соколов, П.Г.Финаев, Л.А.Шестель и А.А.Бойгель. – 1981. Бюл.№7.
15. А.с. № 928609 СССР. Устройство для управления трехфазным выпрямителем преобразователя частоты. / Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Опубл. БИ № 18, 1982.
16. А.с. № 942557 СССР. Устройство для регулирования мощности статического преобразователя частоты. / Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Опубл. БИ № 25, 1982.

17. А.с. № 1069123 СССР. Способ управления преобразователем частоты и устройство для его реализации. / Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Оpubл. БИ № 3, 1984.
18. А.с. 1315340 (СССР). Инструмент для непрерывной ультразвуковой сварки термопластичных плёнок / С.С.Волков, Л.А.Шестель, В.А.Соколов и П.В.Штоль. – 1985. Бюл.№21.
19. А.с. № 1336176 СССР. Способ управления тиристорным преобразователем частоты. / Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Оpubл. БИ № 33, 1987.
20. Акодис М.М., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Ультразвуковые тиристорные генераторы для электротехнологических установок. В кн.: Создание и применение аппаратуры для ультразвуковых технологических процессов. Москва, 1979.
21. Алексенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых ИС. - М.: Сов. радио, 1980. - 224 с.
22. Агранат Б.А., Гудович А.П., Нежевенко Л.Б. Ультразвук в порошковой металлургии. М., Металлургия, 1986. 167 с.
23. Агранат Б.А., Дубровин М.Н., Хавский Н.Н. Основы физики и техники ультразвука.– М. : Высшая школа, 1987.– 224 с.
24. Асташев В.К. Расчет стержневых концентраторов с нелинейной нагрузкой// Акустический журнал, 1981, т.17 вып. 6. – С. 821-827.
25. Багинский Б.А., Редько В.В. Способы согласования ультразвуковых пьезокерамических преобразователей с источниками питания, работающими в режиме переключения.// Электротехника, 2002.-№3/02, С.17-21.
26. Батаев И. А. Особенности процессов, происходящих при ультразвуковой поверхностной пластической деформации и термической обработке технического железа // Физическая мезомеханика. – 2010. – Т. 13. – С. 97-101.
27. Богуш М. В. Пьезоэлектрическое приборостроение: сборник в 3 томах. — Ростов-на-Дону: Издательство СКНЦ ВШ, 2006. — 346 с.
28. Волков С.С. Сварка и склеивание полимерных материалов: Учебн. пособие для вузов. М.: Химия, 2001 – 376с.: ил.
29. Волков С. С., Черняк Б. Я. Сварка пластмасс ультразвуком. 2-е изд., перераб. и доп. – М: Химия, 1986 г. – 256 с.
30. Волков С.С., Шестель Л.А., Соколов В.А. Технологические особенности ультразвуковой сварки многослойных полимерных пленочных материалов // Сварочное производство. – 2011. - № 1. – С. 39-45
31. Волков С.С. Методика расчета ножевых волноводов с большой протяженностью ножа // Сварка и диагностика, 2012. – № 4. – С. 30-34.
32. Гершгал Д.А., Фридман В.М. Ультразвуковая аппаратура.- М: Энергия, 1976. - 320с.
33. Донской А.В., Келлер О.К, Кратыш Г.С. Ультразвуковые электротехнологические установки. – Л:Энергия, 1982. –188с
34. Драбович Ю.И., Комаров Н.С., Марченко Н.Б. Транзисторные источники питания с бестрансформаторным входом. – Киев: Наукова думка, 1984.-160с.

35. Евдокимов Л.И., Тризно М.С., Сидякова В.П., Карапетян О.О. Современные представления о процессах протекающих при обработке пластмасс ультразвуком // Журн. Прикл. Химия. – Л. 1984. – 30 с.
36. Еремин Е.Н. Влияние параметров ультразвукового прессования на механические и триботехнические свойства структурно-модифицированного политетрафторэтилена / Е.Н. Еремин, Д.А. Негров // Омский научный вестник. – 2009. – №2(80). – С. 58-60
37. Еремин Е.Н. Совершенствование технологии изготовления подшипников скольжения из композиционных материалов на основе политетрафторэтилена / Е.Н. Еремин, Д.А. Негров // Технология машиностроения. – 2010. – №1(91). – С. 30-32
38. Жуков С.Н. Пьезоэлектрическая керамика: принципы и применение / С.Н. Жуков // Минск: ООО «ФУАинформ», 2003. – 112 с.
39. Источники мощного ультразвука / Под редакцией Л.Д. Розенберга, М.: Наука, 1967. – 254 с.
40. Кикучи Е. Ультразвуковые преобразователи / Е. Кикучи // – М.: Мир, 1972. – 424 с.
41. Кобзев Д.Е. Интенсификация твердофазной плунжерной экструзии наномодифицированного полиэтилена высокой плотности ультразвуком воздействием / Д.Е. Кобзев, Г.С. Баронин, В.М. Дмитриев, П.В. Комбарова, Д.О. Завражин // Материаловедение. – 2012. – № 4(181). – С. 37-41
42. Корниенко, Е. Е. Влияние поверхностной пластической деформации сферическим индентором, колеблющимся с ультразвуковой частотой, на структурные изменения сварных швов сталей 20, 09Г2С и 30ХГСА // Материаловедение. – 2011. – № 1. – С. 34-39.
43. Курочкин В.Е. Расчет резонансных частот ультразвуковой ультразвуковой многослойной камеры с пьезоэлектрическим излучателем / В.Е. Курочкин, Е.Д. Макарова, Б.П. Шарфарец // Научное приборостроение. 2007. том 17, № 3. С – 65–74
44. Клименов, В. А. Структура, фазовый состав и механизмы упрочнения аустенитной стали, подвергнутой ультразвуковой обработке бойками // Физика и химия обработки материалов. – 2001. – № 1. – С. 90-97.
45. Луговской А. Ф. Ультразвуковая кавитация в современных технологиях / А. Ф. Луговской, Н. В. Чухраев. – К. : ВПЦ «Київ. ун-т», 2007. – 244 с.
46. Машков Ю.К. Улучшение механических и триботехнических свойств полимерных композиционных материалов с использованием энергии ультразвуковых колебаний / Ю.К. Машков, Д.А. Негров, В.С. Зябликов, Овчар З.Н. // Трение и износ. – 2006. – Т. 27. – № 6. – С. 313–317
47. Маргулис И.М. Измерение акустической мощности при исследовании кавитационных процессов // Акустический журнал. 2005. Т. 51. № %. С. 698 – 708
48. Муллакаев М.С., Асылбаев Д.Ф., Абрамов В.О. Экспериментальные исследования эффективности передачи ультразвуковых колебаний в жидкофазную нагрузку // Материаловедение. 2011. №5. С. 30 – 33
49. Негров Д.А. Разработка высокоамплитудных волноводных систем / Д.А. Негров, А.А. Новиков, Я.Б. Шустер // Анализ и синтез механических систем

тем: Сб. науч. тр./ Под ред. В.В. Евстифеева. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2004. – С. 214-217

50. Негров Д.А. Ультразвуковой пьезокерамический преобразователь / Д.А. Негров, А.А. Новиков, Я.Б. Шустер // Динамика систем, механизмов и машин: Материалы V Междунар. науч.-техн. конф. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2004. – Кн. 1. – С. 111-115

51. Негров Д.А. Разработка волноводных систем для прессования изделий из полимерных композиционных материалов / Д.А. Негров, Ю.К. Машков, А.А. Новиков, Я.Б. Шустер // Омский научный вестник. – 2005. – №1(30). – С. 106-108

52. Негров Д.А. Исследование процесса ультразвукового прессования композиционного материала на основе политетрафторэтилена / Д.А. Негров, Е.Н. Еремин // Омский научный вестник. – 2010. – №2(90). – С. 9-11

53. Негров Д.А. Влияние ультразвуковых колебаний на структуру полимерного композиционного материала / Д.А. Негров, Е.Н. Еремин // Омский научный вестник. – 2010. – №2(90). – С. 12-15

54. Негров Д.А. Разработка ультразвукового инструмента для сварки изделий из полипропилена / Д.А. Негров, Е.Н. Еремин, П.С. Сугатов // Омский регион – месторождение возможностей: матер. науч.-техн. конф. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2011. – Кн.1 . – С. 70-71

55. Негров Д.А. Исследование влияния ультразвуковых колебаний на структуру и механические свойства полимерного композиционного материала / Д.А. Негров, Е.Н. Еремин // Омский научный вестник. – 2011. – №2(100). – С. 17-20

56. Негров Д.А. Новая технология изготовления подшипников скольжения из композиционного материала на основе политетрафторэтилена / Д.А. Негров, Е.Н. Еремин // Вестник машиностроения. – 2012. – №1. – С. 49-51

57. Негров Д.А. Повышение коэффициента усиления и частотной устойчивости ультразвуковой волноводной системы / Д.А. Негров, Е.Н. Еремин // Омский научный вестник. – 2012. – №2(110). – С. 94-97

58. Негров Д.А. Разработка ультразвукового инструмента для изготовления изделий из полимерных композиционных материалов / Д.А. Негров, Е.Н. Еремин // Технология машиностроения. – 2012. – №5(119). – С. 44-47

59. Новиков А.А. К вопросу определения усилия стяжки пьезокерамических преобразователей продольного типа / А.А. Новиков, Д.А. Негров, Я.Б. Шустер // Военная техника, вооружение и технологии двойного применения: Материалы III междунар. технол. конгресса. – Омск, 2005. – Ч I. – С. 177-178

60. Новиков А.А. Особенности проектирования ультразвукового пьезо-керамического преобразователя полуволновой длины / А.А. Новиков, Д.А. Негров, Я.Б. Шустер // Омский научный вестник. – 2009. – №3(83). – С. 194-198

61. Одинцов М. В. Волноводное распространение ультразвука / М. В. Одинцов // Молодой ученый. — 2011. — №4. Т.1. — С. 46-49.

62. Патент РФ № 2086070. Ультразвуковой транзисторный генератор. / Новиков А.А., Педдер В.В.. Оpubл. БИ № 21, 1997.

63. Патент США № 3254402, 1966.

64. Патент США № 3272682, 1966.

65. Патент RU 2324708 С2 Способ изготовления изделий из композиционных материалов на основе политетрафторэтилена / Ю.К. Машков, Д.А. Негров, В.С. Зябликов, Овчар З.Н. // Пат. RU 2324708 С2, МПК С08J5/14, С08J5/16. - № 2006111168/12; Заявлено 05.04.2006; Опубл. 20.05.2008. Приоритет 05.04.2006. – 6 с.: ил.
66. Патент RU 2458454 С1 Транзисторный генератор для резонансных нагрузок /А.А. Новиков, Я.Б. Шустер, Д.А. Негров, Т.К. Динисова // Пат. RU 2458454 С1, МПК H03B5/12, H02M7/537. - № 2011127024/08; Заявлено 30.06.2011; Опубл. 10.08.2012. Приоритет 30.06.2011. – 7 с.: ил.
67. Петрова П.Н. Использование энергии ультразвука для повышения механических и триботехнических свойств композитов на основе политетрафторэтилена // П.Н. Петрова, А.Л. Федоров, Т.А. Исакова, В.В. Егорова// Научный журнал КубГАУ. – 2011. – № 70(06). – С. 3-10
68. Радж Балдаев Применения ультразвука / Радж Балдаев // – М.: Издательство Техносфера. 2006. – 576 с.
69. Северденко В.П., Клубович В.В., Степаненко А.В. Обработка металлов давлением с ультразвуком. Минск, «Наука и техника», 1973. – 288 с.
70. Северденко В.П., Скрипниченко А.Л. Ультразвук и прочность. – М.: Наука и техника, 1979.– 340с.
71. Свидетельство на полезную модель RU 18655 U1 Ультразвуковой пьезокерамический излучатель / А.А. Новиков, Д.А. Негров, Я.Б. Шустер // Свид. на полез. модель RU 18655 U1, МПК 7 В 06 В 3/00. - № 2000132927/20; Заявлено 26.12.2000; Опубл. 10.07.2001. Бюл. № 19, Приоритет 26.12.2000. – 1 с.: ил.
72. Тихонравов В.А Об оптимальной форме концентраторов ультразвуковых колебаний// Акуст. Журнал, 1980. т.26, вып. 2. – С. 274 – 275.
73. Рахимьянов, Х. М. Прогнозирование состояния материала в очаге деформации при ультразвуковом поверхностном пластическом деформировании // Упрочняющие технологии и покрытия. – 2005. – № 4. – С. 41-46.
74. Ультразвук: Маленькая энциклопедия / Гл. ред. И.П. Голямина. – М.: Советская энциклопедия, 1979. – 400 с.
75. Хасанов О.Л., Ультразвуковая технология изготовления конструкционной и функциональной нанокерамики / О.Л. Хасанов, В.М. Соколов, Двилис Э.С., Ю.П. Похолков //– Перспективные материалы, 2002, №1, с. 76 – 83.
76. Холопов В. Ю. Оборудование для ультразвуковой сварки. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1985. – 168 с.
77. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: в 2-х томах. Пер. с англ. - М.:Мир, 1983 - Т.1, 598 с.
78. Хмелев В.Н. Повышение эффективности ультразвуковых технологических аппаратов/ В.Н. Хмелев, Р.В. Барсуков, С.Н. Цыганюк, А.Н. Сливин, И.И. Савин // Ползуновский вестник. – 2006. № 2. –С. 177-185.
79. Хмелев В.Н. Аппараты для ультразвуковой сварки с автоматической оптимизацией ультразвукового воздействия / В.Н. Хмелев, С.Н. Цыганок, А.Н. Сливин, Р.В. Барсуков, С.В. Левин, А.Д. Абрамов // Сварщик, – Украина, 2007. – № 6. – С. 24-29.

80. Хмелев, В.Н. Ультразвуковое распыление жидкостей: монография / В.Н. Хмелев, А.В. Шалунов, А.В. Шалунова; Алт. гос. техн. ун-т им.И.И. Ползунова, БТИ. – Бийск: Изд-во Алт. гос. техн. ун-та, 2010. – 250 с.
81. Хмелев В. Н., Леонов Г. В., Барсуков Р. В. Ультразвуковые многофункциональные и специализированные аппараты для интенсификации технологических процессов в промышленности, сельском и домашнем хозяйстве. — Барнаул: Алт. гос. техн. ун-т, 2007. — 399 с.
82. Чечеткина, Е. А. Получение халькогенидных стеклокристаллических материалов ультразвуковой обработкой стекол // Материаловедение. – 2011. – № 5. – С. 24-31.
83. Шарапов М.В. Ультразвуковые пьезокерамические преобразователи с магнитоакустическим слоем / В.М. Шарапов, М.П. Мусиенко, Е.В. Шарапова // Техносфера, 2006. – 349 с.
84. Шестель Л.А, Соколов В.А., Саяпин Ю.А., Волков С.С. Установка для ультразвуковой сварки изделий из полимерных пленок // Сварочное производство. – 1999. - № 10. – С. 37-38.
85. Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А. и др. Исследование стабилизированного последовательного инвертора для питания магнитоэлектронных преобразователей. Автоматизация новейших электротехнологических процессов в машиностроении на основе применения ППЧ с целью экономии материалов, труда и энергетических ресурсов.- Уфа. – 1984.- С.
86. Шипицын В.В., Лузгин В.И., Новиков А.А., Антонова В.Н. Расчет характеристик последовательного инвертора с диодами встречного включения методом последовательных интервалов с аппроксимацией токов и напряжений.- В кн.: Тиристорно-индукционные комплексы звуковой и ультразвуковой частоты. Межвузовский сборник № 11.- Уфа. – 1982.
87. Шустер Я.Б., Браиловский В.И. Расчет инструмента для ультразвуковой пробивки неметаллических материалов // Вестник машиностроения. М.: Машиностроение, 1987. – С. 56-60.
88. Эйснер Э. Расчет резонансных колебательных систем, Т.1. Методы и приборы ультразвуковых исследований// Под. Ред. У. Мезона. – М.: Мир, 1967, –С. 339-358.