

МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

РГБ
ОД

На правах рукописи

БАО ФАН

ИССЛЕДОВАНИЕ ВХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
МАГНИСТРИКЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И РАЗРАБОТКА
МЕТОДОВ ИХ АНАЛИЗА ДЛЯ ЦЕЛЕЙ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Специальность 05.09.05
Теоретическая электротехника

Автореферат
на соискание ученой степени кандидата технических наук

С
Л
Р
К
Н

МОСКВА 1994г.

Работа выполнена на кафедре " Теоретические основы электротехники " Московского энергетического института (технического университета).

Научный руководитель

- кандидат технических наук,
доцент И.И. Баранов

Официальные оппоненты

- доктор технических наук
профессор Е.Ф. Зимин

- кандидат технических наук,
А.Я. Батраченко

Ведущая организация

- НИИ Чермет

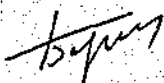
Защита состоится " 01 " 06 1994 г. 16⁰⁰ час.
в аудитории N Р-207 на заседании специализированного
Совета К - 053-16-10 Московского энергетического института.

Отзывы просим направлять по адресу: 105835, ГСП, Москва,
Е-250, Красноказарменная ул., д.14. Ученый совет МЭИ.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке МЭИ.

Автореферат разослан " 11 " 06 1994г.

Ученый секретарь
специализированного Совета
К.Т.Н. - доцент



Е.А. Бородкин

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность проблемы:

В настоящее время внимание исследователей вновь привлекают вопросы применения новых магнитострикционных материалов в качестве сердечников преобразователей для возбуждения механических колебаний большой интенсивности в области звуковых и ультразвуковых частот. До последнего времени в качестве элементов сонаров для генерации звука в морской воде использовались пьезокерамические преобразователи. Учитывая, что условия распространения звука с понижением частоты улучшаются, наметилась тенденция снижения рабочей частоты преобразователей и главным препятствием на пути использования пьезокерамических устройств стали их размеры.

Были сделаны попытки применения изгибных колебаний для снижения рабочей частоты, однако технические вопросы, такие как старение не были решены. Тем не менее для очень низких частот преобразователи все еще были слишком массивны.

Другое направление исследований оставалось в рамках принятой концепции проектирования акустических излучателей и сосредоточило усилия на поиске новых материалов, которые удовлетворяли бы поставленной цели. Решение лежало на пути применения в качестве сердечников преобразователей редкоземельных металлических соединений, таких как соединение тербий-диспрозий-железо, известное в научной литературе как терфенол-Д. Это соединение обладает высокой магнитострикцией, низким модулем Юнга и хорошим магнито-механическим коэффициентом связи. Применение этого материала вместо пьезокерамики уже привело к значительному снижению рабочей частоты, компактности устройства при мощности порядка 1.6 кВт.

Поэтому вопросы моделирования магнитострикционных преобразователей с целью конструирования более совершенных устройств, не утратили своей актуальности.

Цель диссертационной работы:

Целью диссертационной работы является изучение динамических характеристик магнитострикционных преобразователей и разработка методики определения параметров эквивалентной электрической схемы замещения, учитывающей зависимость элементов от частоты.

При этом сформулированы и решены следующие задачи:

а) Рассчитаны собственные частоты и собственные моды

колебаний сердечника прямоугольного сечения конечных размеров.

б) Разработана методика моделирования катушки с ферромагнитным сердечником при отсутствии упругих колебаний (заторможенный сердечник).

в) Разработана методика моделирования электромагнитных процессов в преобразователе, обусловленных упругими колебаниями при отсутствии возбуждающих токов в катушке.

г) Разработана математическая модель работы магнитострикционного преобразователя.

Методы исследования. В работе использовались методы математического и физического моделирования магнитострикционных преобразователей и протекающих в них процессов. Теоретическое исследование и расчеты выполнялись методами теории электромагнитного поля, теории упругости и электрических цепей.

Правильность теоретических положений подтверждалось моделированием и расчетами на ЭВМ.

Научная новизна. В диссертации осуществлено комплексное решение взаимосвязанных задач определения частотно-зависимых параметров эквивалентной схемы замещения магнитострикционного преобразователя при наличии электрических и механических потерь в сердечнике. При этом получены новые научные результаты:

1. Задача расчета магнитоупругих колебаний твердого тела на основе принятых допущений сведена к трем задачам: задаче расчета упругих колебаний без учета влияния магнитного поля, определения динамических параметров катушки с ферромагнитным сердечником при отсутствии упругих колебаний и нахождения элементов схемы замещения, моделирующих процессы, обусловленные упругими деформациями при разомкнутой обмотке возбуждения.

2. Разработана методика определения параметров схемы замещения заторможенного преобразователя при отсутствии механических колебаний во всем рассматриваемом частотном диапазоне в т.ч. и в области частот, где возбуждаются резонансные механические колебания сердечника.

3. Предложен способ представления упругих смещений прямоугольного стержня конечных размеров в виде трехмерного ортогонального ряда Фурье, что позволило формализовать процесс получения решения, обойти вопрос удачного выбора последовательности пробных функций, используемых в решении, и получить квазидиагональную матрицу в проблеме собственных чисел

(резонансных частот, соответствующих собственным модам колебаний).

4. Разработана методика расчета по экспериментально снятой круговой диаграмме входного сопротивления преобразователя параметров схемы замещения, моделирующих электромагнитные процессы, обусловленные упругими деформациями.

5. Предложено сердечник преобразователя сложной формы моделировать с помощью набора однородных прямоугольных стержней, на которые сердечник может быть разложен. Даны рекомендации по расчету эквивалентной массы и гибкости в любой области поверхности стержня, позволяющие составить его многополюсную эквивалентную схему и, используя теорию многополюсников, получить эквивалентную схему преобразователя в целом.

Практическая ценность:

Разработанные методики моделирования магнитострикционных преобразователей являются основой методического обеспечения при проектировании акустических излучателей. В частности, на основе этих методик по экспериментально снятым входным характеристикам преобразователя могут быть рассчитаны параметры эквивалентной схемы замещения таких механических звеньев, как концентраторы, согласующие переходы, металлообрабатывающий инструмент, закрепленный на преобразователе, например, при ультразвуковой штамповке, резке, сверлении и т.д., а также параметры акустической среды, в которую излучается энергия.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Методика разложения связанной задачи расчета магнитоупругих колебаний твердого тела на частные задачи:

- расчета упругих колебаний стержней прямоугольного сечения конечных размеров;
- определения динамических параметров заторможенного преобразователя;
- нахождения параметров схемы замещения, моделирующих наводимую в обмотке возбуждения э.д.с. магнитным полем, сопровождающим упругие деформации при разомкнутой обмотке возбуждения.

2. Методика определения параметров схемы замещения заторможенного преобразователя во всем рассматриваемом диапазоне частот, включая область частот, где существуют резонансные механические колебания сердечника.

3. Способ разложения упругих смещений прямоугольного стержня конечных размеров, позволяющий формализовать процесс построения решения и обойти проблему удачного выбора составляющих последовательности пробных функций, используемых при построении решения, и получить квазидиагональную матрицу в проблеме собственных чисел (резонансных частот).

4. Методика расчета по экспериментально снятой круговой диаграмме входного сопротивления преобразователя параметров схемы замещения, моделирующих электромагнитные процессы, обусловленные упругими деформациями.

5. Методика построения многополюсной эквивалентной схемы стержня и на ее основе эквивалентной схемы преобразователя в целом, учитывающей трехмерный характер распределения деформаций в сердечнике преобразователя.

Реализация результатов работы.

Основные теоретические положения и разработанные методики расчета, представленные в диссертации, получены в ходе научных исследований, проводимых на кафедре Теоретических основ электротехники МЭИ по разработке магнитострикционных преобразователей, используемых в качестве исполнительных органов в технологических процессах обработки металлов ультразвуком.

Публикация. Нет

Объем работы.

Диссертационная работа изложена на 121 страницах основного текста, содержит 26 рисунков, 5 таблиц, состоит из введения, четырех глав, списка литературы из 85 наименований, приложения на 9 страницах.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении представлена актуальность проблемы исследования магнитострикционных преобразователей, кратко освещено состояние работы в этой области и сформулированы основные задачи диссертационной работы.

В первой главе рассмотрены уравнения электромагнитного поля и уравнения движения, описывающие динамическое поведение магнитострикционных тел в области звуковых и ультразвуковых частот, а также уравнения связи, содержащие как магнитные, так и

упругие члены. Уравнения дополнены соответствующими граничными условиями. Аналитическое решение уравнений, содержащих частные производные второго порядка, даже для тел, представляющих правильные геометрические формы, не представляется возможным.

При построении модели работы магнитоупругого преобразователя приняты допущения, что магнитоупругий гистерезис отсутствует, поликристаллический материал сердечника изотропен по упругим и анизотропен по магнитоупругим свойствам, а скорость распространения электромагнитных волн значительно превосходит скорость распространения упругих колебаний, что позволяет считать, что структура упругих деформаций определяется геометрией сердечника, механическими свойствами его материала и в первом приближении не зависит от возбуждающего магнитного поля.

Таким образом, с учетом принятых допущений в рамках линейной теории общая задача расчета магнитоупругих колебаний разделена на три самостоятельные задачи:

Первая из них предполагает расчет собственных мод колебаний сердечника конечных размеров при отсутствии механических напряжений на граничных поверхностях и представляет собой динамическую задачу теории упругости.

Вторая связана с расчетом магнитных характеристик сердечника, представляющего собой динамическую индуктивность при отсутствии в сердечнике упругих деформаций.

Третья задача связана с определением динамических параметров сердечника преобразователя, обусловленных колебаниями вектора намагниченности, вызванными упругими деформациями в сердечнике при отсутствии возбуждающих токов в обмотке.

Проведенный анализ показал, что для моделирования работы магнитоупругого преобразователя удобно использовать систему электромеханических аналогий по подвижности, при которой скорость эквивалентна электрическому напряжению. Это приводит к тому, что дифференциальные уравнения имеют один и тот же вид, механические поперечные переменные (скорость) соответствуют электрическим поперечным переменным (напряжению), сквозные продольные механические (сила) - сквозным электрическим (току), топологии схем одинаковы, а магнитоупругий эффект моделируется идеальным трансформатором вместо необратимого гиратора при другой системе аналогий. Соответствующая

электрохимическая схема замещения в виде четырехполюсника приведена на рис. 1:

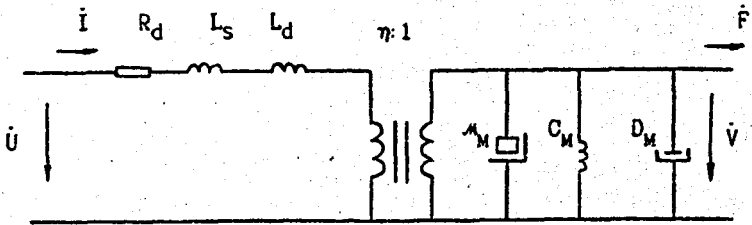


Рис. 1. Электрохимическая схема замещения магнестриционного преобразователя с сосредоточенными параметрами.

Данная модель позволяет учитывать влияние различных факторов на эффективность работы преобразователей.

Эквивалентная электрическая схема замещения получается из электрохимической переносом идеального трансформатора вправо (рис.2). Соотношения между электрическими и механическими величинами задаются формулами:

$$C = M_M / \eta^2 ; L = \eta^2 / K_M = \eta^2 C_M ; R = \eta^2 / D_M \quad (1)$$

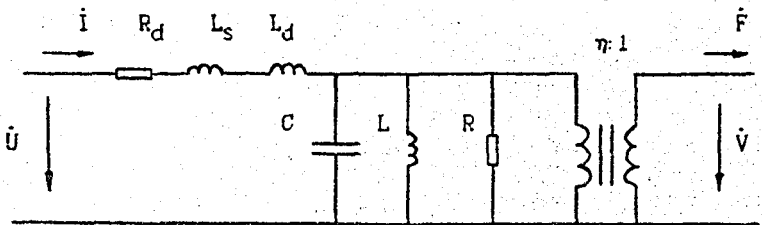


Рис.2. Электрическая схема замещения магнестриционного преобразователя.

Чисто электрическая схема замещения получается при переносе акустической нагрузки влево за трансформатор, который затем может

быть отброшен.

Также показаны трудности, встречающиеся при определении параметров преобразователей по экспериментально снятым кривым, и проанализированы причины их появления.

Во второй главе рассмотрены вопросы, связанные с возбуждением магнитного поля в сердечнике преобразователя при отсутствии упругих колебаний в нем. При описании магнитного состояния сердечника следует различать магнитную проницаемость для постоянной составляющей поля подмагничивания и магнитную проницаемость для переменной составляющей при несимметричном частом цикле перемагничивания, под которой понимается среднее значение, определяемое как отношение средней индуктивности по сечению сердечника к напряженности поля на поверхности ферромагнетика, умноженной на μ_0 , и выражается таким образом:

$$\tilde{\mu} = \bar{\mu}_1 - j \bar{\mu}_2 = \dot{B} / (\mu_0 \dot{H}_{\text{пов}}) \quad (2)$$

Прямая черта означает среднее значение. Т.к. среднее значение индукции не совпадает по фазе с напряженностью поля на поверхности, то средняя проницаемость является комплексной величиной, мнимая часть которой соответствует процессам, связанным с рассеянием энергии.

По экспериментально измеренным вещественной и мнимой составляющим входного сопротивления заторможенного преобразователя рассчитаны зависимости вещественной и мнимой составляющих средней магнитной проницаемости от частоты.

Для моделирования режима заторможенного сердечника, при котором магнитоупругими колебаниями можно пренебречь, измерения входного сопротивления проводились в области нижних и верхних частот, существенно отличающихся от частоты механического резонанса, когда магнитоупругая связь практически отсутствует.

По рассчитанным зависимостям составляющих магнитной проницаемости от частоты в двух диапазонах частот восстановлены значения магнитных проницаемостей и входного сопротивления во всем рассматриваемом частотном диапазоне, включая диапазон существования упругих колебаний, что позволило получить параметры схемы замещения заторможенного преобразователя. Зависимость составляющих магнитной проницаемости от частоты во

всем рассматриваемом частотном диапазоне показана на рис.3.

Третья глава посвящена вопросам исследования собственных упругих колебаний прямоугольных пластин и стержней прямоугольного сечения конечных размеров. Точное решение задачи известно только в ограниченном числе случаев. Однако имеются приближенные решения, при получении которых следует отметить три основных подхода. Первый заключается в том, что к решениям, являющимся точными для некоторых граничных поверхностей, добавляются решения, которые, кроме того, удовлетворяют условиям, накладываемым на напряжения на дополнительных поверхностях. При втором подходе точные решения используются при тех размерах и частотах, когда необходимые добавочные условия удовлетворяются автоматически либо точно, либо приближенно. Третий подход предполагает разложение всех смещений в соответствующие ряды и подбор коэффициентов ряда, когда граничные условия удовлетворяются приближенно.

В качестве приближенного подхода решения задачи расчета собственных колебаний стержней и пластин рассмотрен вариационный принцип, который позволяет свести искомую задачу к задаче отыскания собственных значений и собственных функций. В случае консервативной системы в качестве функции Лагранжа берется кинетический потенциал $T - V$ и для упругой среды функция Лагранжа принимает вид :

$$J = \int_V \frac{1}{2} \left(\rho \omega^2 S_k S_k - \frac{\partial S_l}{\partial x_j} C_{ijkl} \frac{\partial S_k}{\partial x_l} \right) dv. \quad (3)$$

где первое слагаемое представляет собой кинетическую энергию, второе - потенциальную. Интегрирование проводится по всему объему образца V , а по повторяющимся индексам подразумевается суммирование от 1 до 3.

Представим решение в виде комбинации пробных функций, которые в общем случае не ортогональны в области интегрирования. Полагаем, как и в работах [76, 77], что каждая компонента смещений S_k раскладывается в тригонометрический ряд, с периодом членов ряда, связанным с размерами рассматриваемой структуры:

$$S_k = \sum_{m=1}^{\Gamma_k} a(k,m) S_k^{(m)} \quad (4)$$

где $a(k,m)$ - произвольные амплитуды, являющиеся вариационными параметрами, $S_k^{(m)}$ - трехмерные компоненты, удовлетворяющие либо нулевому $\frac{\partial S_k^{(m)}}{\partial x_1}$ на ϵ - поверхности образца, либо нулевому $\frac{\partial S_k^{(m)}}{\partial x_1}$ на ϵ (оба типа могут быть необходимы для быстрой сходимости вычислений), а Γ_k - число компонентов, используемых в разложении S_k .

Подставим (4) в (3), получим

$$J = \frac{1}{2} \rho \omega^2 \int_V \sum_{m=1}^{\Gamma_k} a(k,m) S_k^{(m)} \sum_{n=1}^{\Gamma_k} a(k,n) S_k^{(n)} dv - \\ - \frac{1}{2} \int_V \sum_{m=1}^{\Gamma_1} a(1,m) \frac{\partial S_1^{(m)}}{\partial x_1} C_{ijkl} \sum_{n=1}^{\Gamma_k} a(k,n) \frac{\partial S_k^{(n)}}{\partial x_1} dv \quad (5)$$

Требование, чтобы $\frac{\partial J}{\partial a(h,p)} = 0$, $h = 1, 2, 3$; $p = 1, 2, \dots, \Gamma_h$, приводит уравнение (5) к стационарному значению, и результаты к следующей системе $\Gamma_1 + \Gamma_2 + \Gamma_3$ однородных уравнений для $\Gamma_1 + \Gamma_2 + \Gamma_3$ переменных.

$$\sum_{i=1}^3 \sum_{n=1}^{\Gamma_i} a(i,n) [P(i,n,h,p) - \omega^2 H(i,n,h,p)] = 0,$$

$$h = 1, 2, 3; \quad p = 1, 2, \dots, \Gamma_h \quad (6)$$

в этом уравнении

$$P(i,n,h,p) = \int_V \frac{\partial S_h^{(p)}}{\partial x_1} C_{hijl} \frac{\partial S_i^{(n)}}{\partial x_1} dv \quad (*); \quad (7)$$

$$H(i,n,h,p) = \int_V \rho S_h^{(p)} S_i^{(n)} \delta_{hi} dv \quad (8)$$

где символ * обозначает отсутствие суммирования по h , а δ_{hi} - дельта символ Кронекера.

Система уравнений (6) представляет собой общую задачу нахождения собственных значений (резонансных частот) и собственных векторов (нормальных мод колебаний), которая может быть решена методами линейной алгебры. Однако следует отметить, что точность определения резонансных частот выше, чем точность определения величин смещений.

В задаче колебаний тонкой прямоугольной пластины, ограниченной поверхностями $x_1 = \pm \tau_1$, $x_2 = \pm \tau_2$, выбраны пробные функции в виде:

$$S_k(n, m) = \sin [\alpha(n, k)x_k] \cdot \cos [\beta(m, j)x_j] \quad (j = k), \quad (9)$$

$$\alpha(n, k) = \frac{n\pi}{2\tau_k}, \quad \beta(m, j) = \frac{m\pi}{2\tau_j}, \quad (10)$$

со следующим набором мод колебаний:

$$\begin{aligned} n &= 1, 3, 5, 7, 9; & m &= 0; \\ n &= 1, 3; & m &= 1, 3, 5. \end{aligned} \quad (11)$$

Результаты расчета по уравнениям (6) + (8) при условии (11) показаны на рис. 4, на нем также показаны экспериментальные данные, полученные Медиком [80]. Видно, что первые четыре ветви дают хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных.

Однако степень совпадения результатов зависит от того, насколько удачно выбраны пробные функции, которые по своим свойствам должны наиболее полно приближаться к точному решению. Простое увеличение числа членов ряда не всегда приводит к увеличению точности расчета. Кроме того, получившиеся матрицы плотно заполнены, несимметричны и имеют высокий порядок. Поэтому предложен способ представления смещений в виде трехмерного ортогонального тригонометрического ряда Фурье, обеспечивающего наименьшую среднюю квадратичную ошибку по сравнению с любым конечным тригонометрическим рядом по синусам и косинусам. Ортогональность членов ряда позволяет сформировать квазидиагональную матрицу в проблеме собственных чисел и формализовать процесс выбора последовательности пробных функций.

В случае, когда изотропное тело ограничено поверхностями $0 \leq x \leq a$, $0 \leq y \leq b$, $0 \leq z \leq 1$, система уравнений, определяющая собственные частоты и собственные моды колебаний, может быть представлена в компактной форме:

$$\left[k^2 m^2 + n^2 \left(\frac{a}{b} \right)^2 + p^2 \left(\frac{a}{l} \right)^2 - \Omega^2 \right] \chi(mnp) + (k^2 - 1^2) mn \left(\frac{a}{b} \right) \psi(mnp) +$$

$$+(k^2-1^2)mp \left(\frac{a}{b}\right) Z(mnp) = 0 \quad (12)$$

$$(k^2-1^2)qr \left(\frac{a}{b}\right) X(qrs) + [q^2+k^2r^2 \left(\frac{a}{b}\right)^2+s^2 \left(\frac{a}{b}\right)^2-\sigma^2] Y(qrs) + \\ +(k^2-1^2)rs \left(\frac{a}{b}\right) \left(\frac{a}{b}\right) Z(qrs) = 0 \quad (13)$$

$$(k^2-1^2)lv \left(\frac{a}{b}\right) X(lvw) + (k^2-1^2)vw \left(\frac{a}{b}\right) \left(\frac{a}{b}\right) Y(lvw) + \\ + [l^2+v^2 \left(\frac{a}{b}\right)^2+k^2w^2 \left(\frac{a}{b}\right)^2-\sigma^2] Z(lvw) = 0 \quad (14)$$

где введены следующие обозначения:

$\Omega = \omega a / \sqrt{\mu} \pi$ - относительная частота; ω - круговая частота;
 $v_2 = \sqrt{\mu/\rho}$ - скорость поперечных волн в бесконечно протяженном
 изотропном упругом теле;

$k^2 = (\lambda+2\mu) / \mu$; $k^2-1 = (\lambda+\mu) / \mu$; $k^2-3 = (\lambda-\mu) / \mu$;

$l^2 = 3$ для $D_2(mnp)$ и $A_2(qrs)$ и $l^2 = 1$ для остальных коэффициентов.

Коэффициенты, входящие в уравнения (12) + (14) выбираются в соответствии с таблицей:

| | | | | | | | | |
|---|-----------------|-----------------|----------------|----------------|-----------------|----------------|-----------------|-----------------|
| X | A ₁ | B ₁ | C ₁ | D ₁ | E ₁ | F ₁ | G ₁ | H ₁ |
| Y | -D ₂ | C ₂ | B ₂ | A ₂ | -H ₂ | G ₂ | F ₂ | -E ₂ |
| Z | -G ₃ | -H ₃ | E ₃ | F ₃ | C ₃ | D ₃ | -A ₃ | -B ₃ |

и являются амплитудами при соответствующих слагаемых ортогонального трехмерного ряда Фурье. Индексы 1, 2, 3 указывают на соответствующие координатные оси x, y, z.

Проведены расчеты нижней ветви частотного спектра, показавшие удовлетворительное совпадение с экспериментальными данными. Получены многополосные эквивалентные схемы колеблющегося стержня, позволяющие моделировать работу сердечника преобразователя сложной формы, которая может быть составлена из однородных стержней. Даны рекомендации по расчету эквивалентной массы и гибкости в любой области стержня на его поверхности с учетом составляющих смещения по всем координатным осям.

В четвертой главе рассматриваются вопросы расчета элементов эквивалентной электрической схемы преобразователя, обусловленных

упругими колебаниями сердечника при отсутствии токов в возбуждающей обмотке. Предложенный во второй главе подход аппроксимации входного сопротивления заторможенного преобразователя позволил рассчитать значения составляющих этого сопротивления и построить круговую диаграмму, точки пересечения которой с осями координат однозначно определяют координаты центра круговой диаграммы, величину фазового угла коэффициента трансформации идеального электромеханического трансформатора в схеме замещения и величину электрического сопротивления, эквивалентного механическим потерям. Полученная круговая диаграмма представлена на рис.5.

Предложена процедура поворота системы координат, позволяющая симметризовать графики зависимости активного и реактивного сопротивлений от частоты, моделирующих упругие колебания, и получить точки их пересечения, соответствующие так называемым квадрантным частотам, по которым легко определяются все оставшиеся элементы схемы замещения, соответствующие механическим колебаниям, а также их резонансная частота и механическая добротность.

Получены выражения коэффициента полезного действия при двух режимах возбуждения: от реального источника напряжения (рис.6) и источника тока (рис.10).

Коэффициент полезного действия преобразователя определен в следующем виде (при питании преобразователя от источника напряжения с внутренним сопротивлением R_0):

$$\eta = \frac{P_a}{P} = \frac{\varepsilon^2}{\Delta_1 \varepsilon^4 - \Delta_2 \varepsilon^2 + \Delta_3} \quad (15)$$

где $\Delta_1 = 0_M^2 K_{Ma}^2 (K_{\varepsilon a} + K_{\Gamma a})$;

$$\Delta_2 = 20_M K_{Ma} (K_{\varepsilon a} + K_{\Gamma a}) (0_M K_{Ma} + 0_a) - (1 + K_{Ma}) [1 + (K_{\varepsilon a} + K_{\Gamma a})(1 + K_{Ma})] ;$$

$$\Delta_3 = (K_{\varepsilon a} + K_{\Gamma a}) (0_M K_{Ma} + 0_a)^2 ;$$

$$K_{ма} = r_a / R ; K_{за} = R_d / r_a ; K_{га} = R_0 / r_a ; \quad (16)$$

и приняты следующие обозначения:

$\epsilon = \omega / \omega_p$: относительная расстройка, $\omega_p^2 = 1 / LC$.

$Q_M = \omega_p CR$: механическая добротность,

$Q_a = r_a / \omega_p L_a$: акустическая добротность.

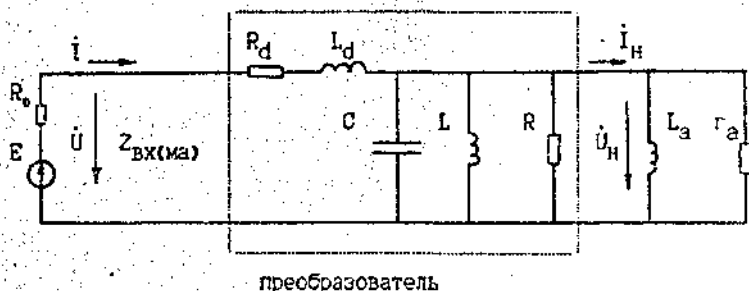


Рис 6. Питание преобразователя от источника напряжения с внутренним сопротивлением R_0 .

Найдена частота, при которой КПД принимает максимальное значение.

$$\omega_{\max} = \omega_p \left\{ \frac{2(K_{за} + K_{га}) (Q_M K_{ма} + Q_a)^2}{2(K_{га} + K_{за}) Q_M K_{ма} (Q_M K_{ма} + Q_a) - (1 + K_{ма}) [(K_{за} + K_{га}) (1 + K_{ма}) + 1]} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (17)$$

Максимальное значение КПД на данной частоте равно:

$$\eta_{\max} = \frac{2A_2}{4\Delta_1 \Delta_2 - A_2 (2\Delta_2 - 1)} \quad (18)$$

На рис. 7 представлены графики, показывающие зависимость КПД (при условии $Q_a = 0.1$, $\omega = \omega_p$ и $R_0 = 0$ Ом) от акустического сопротивления r_a . Из рис. 7 ясно, что когда $r_a = 90$ Ом, КПД

достигает максимального значения. На рис.8 представлена зависимость КПД от значения R_d , на рис.9 - зависимость КПД от R .

Полученные формулы позволяют анализировать зависимость КПД от величины сопротивлений схемы замещения. Для повышения КПД необходимо принимать меры по снижению потерь на вихревые токи и механическую вязкость. Это достигается применением в качестве материала сердечника таких материалов как алфер.

Что же касается влияния внутреннего сопротивления источника напряжения R_0 на КПД, то его присутствие приводит к увеличению R_d . т.к. R_d и R_0 соединены последовательно, и снижению КПД.

При питании преобразователя от источника тока с внутренним сопротивлением R_0 (рис. 10),

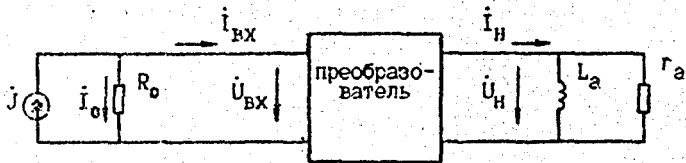


Рис.10 Питание преобразователя от источника тока с внутренним сопротивлением R_0 .

коэффициент полезного действия преобразователя может быть представлен в виде:

$$\eta = K_{га} \varepsilon^2 D / F^* \quad (19)$$

$$\text{где } F^* \equiv [K_{эа} D + (1 + K_{ма}) \varepsilon^2] [(K_{га} + K_{эа}) D + (1 + K_{ма}) \varepsilon^2] + \varepsilon^2 \{ K_{эа} Q_3 D - [K_{ма} Q_m (\varepsilon^2 - 1) - Q_a] \} \quad (20)$$

$$D = (1 + K_{ма})^2 \varepsilon^2 + [K_{ма} Q_m (\varepsilon^2 - 1) - Q_a]^2 \quad (21)$$

$Q_3 = \omega_p L_d / R_d$ - электрическая добротность.

Если источник тока идеальный, то R_0 стремится к бесконечности. $K_{га}$ также стремится к бесконечности. В этом

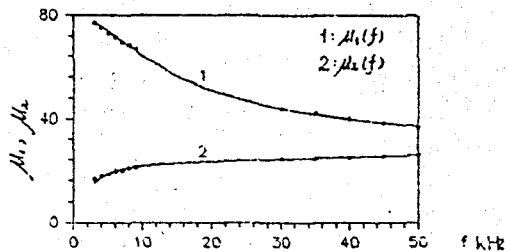


Рис. 3. Зависимость μ_1 и μ_2 от частоты.

• — экспериментальные значения,
— значения аппроксимации.

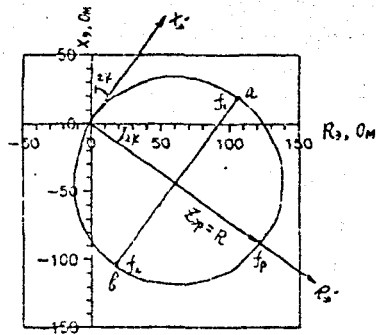


Рис. 5. Круговая диаграмма входного сопротивления, обусловленного механическими колебаниями.

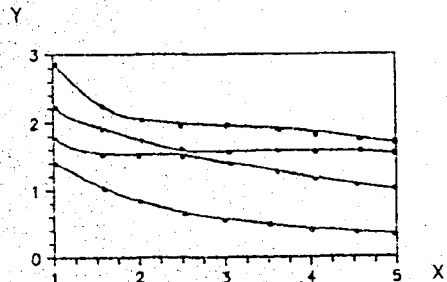


Рис. 4. Зависимость нормированной частоты резонанса от отношения длины к ширине.

X — отношение длины прямоугольной пластины к ее ширине,

Y — нормированная частота резонанса.

• — экспериментальные результаты в работе [80],

— теоретические результаты при $\nu = 0,32$.

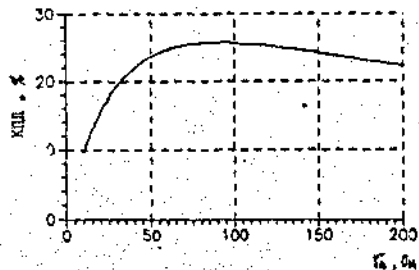


Рис. 7. Зависимость КПД от акустической нагрузки Γ_a при питании от идеального источника напряжения.

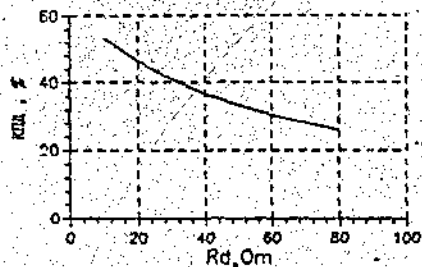


Рис. 8. Зависимость КПД от сопротивления R_d .

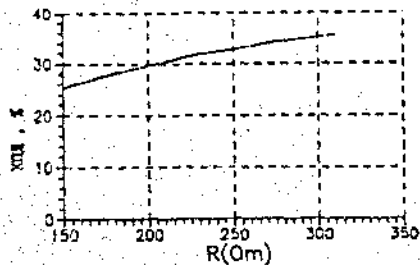


Рис. 9. Зависимость КПД от сопротивления R .

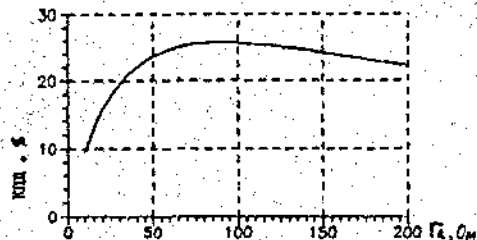


Рис. 11. Зависимость КПД от акустической нагрузки Γ_a (при питании от идеального источника тока).

случае выражение (19) упрощается:

$$\eta_{\text{ид}} = \frac{\epsilon^2}{K_{\text{за}} D + (1 + K_{\text{ид}}) \epsilon^2} \quad (22)$$

На рис. 11 для тех же параметров схемы замещения, что и в случае питания от идеального источника напряжения, представлена зависимость КПД от акустической нагрузки Γ_a . Очевидно, она имеет ту же форму, что и на рис. 7.

В приложении приведена программа по расчету собственных чисел, собственных векторов и по расчету касательных напряжений на поверхности пластины.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результатом представленной работы является разработка математической модели работы магнитострикционного преобразователя, позволившая в рамках линейной теории разложить общую задачу расчета магнитоупругих колебаний преобразователя на три частные самостоятельные задачи: задачу расчета собственных частот и собственных мод колебаний сердечника прямоугольного сечения конечных размеров, задачу моделирования катушки с ферромагнитным сердечником при отсутствии упругих колебаний (заторможенный сердечник) и задачу моделирования электромагнитных процессов в преобразователе, обусловленных упругими колебаниями при отсутствии возбуждающих токов в катушке. На базе разработанной модели рассчитаны значения элементов эквивалентной электрической схемы замещения и показаны возможности использования многополюсных моделей стержневых систем для моделирования сердечников сложной геометрической формы.

Для достижения поставленной в диссертационной работе цели были сформулированы и решены следующие задачи:

1. Обоснован выбор принятых допущений, позволивший разложить сложную задачу математической физики на три частные самостоятельные задачи.

2. Предложен способ математического описания результатов расчета магнитных проницаемостей, позволивший восстановить значения входного сопротивления, соответствующие заторможенному преобразователю во всем рассматриваемом диапазоне частот.

включая область упругих колебаний, и получить значения элементов схемы замещения заторможенного преобразователя, когда механические колебания отсутствуют.

3. В соответствии с подходом, предложенным в работах [7б, 77], получено на основе вариационного принципа приближенное решение задачи колебаний тонкой прямоугольной пластины в виде сложного ряда типа Фурье, показавшее, что сходимость решения зависит от того, насколько удачно выбраны составляющие ряда.

4. Предложен способ представления смещений в виде трехмерного ортогонального ряда Фурье, обеспечивающего наименьшую среднюю квадратичную ошибку по сравнению с любым конечным тригонометрическим рядом по синусам и косинусам. Ортогональность членов ряда позволяет при применении вариационного принципа получить квазидиагональную матрицу в проблеме собственных чисел и обойти вопрос удачного выбора последовательности пробных функций, сделав процесс выбора формальным.

5. Получены многополюсные эквивалентные схемы замещения колеблющегося стержня прямоугольного сечения конечных размеров, позволяющие моделировать работу магнитострикционного сердечника сложной формы, которая может быть представлена в виде любой комбинации однородных прямоугольных стержней. Даны рекомендации по расчету эквивалентных масс и гибкостей в любой области поверхности стержня.

6. Представлена методика расчета параметров схемы замещения преобразователя, моделирующих электромагнитные процессы, обусловленные упругими деформациями по экспериментально снятой круговой диаграмме входного сопротивления.

7. Получены выражения коэффициента полезного действия преобразователя при питании от реальных источников напряжения и тока. Приведены формулы по расчету частот, при которых КПД максимален, и выражения максимального КПД на этих частотах.

Подписано к печати

Листов 125

Тираж 100

Заказ 411

Типография МЭИ, Криволазаровская, 13.